

VISIT...

LANZAROTE
Caliente.COM

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

Под редакцией А. В. Фремке
и Е. М. Душина

ИЗДАНИЕ ПЯТОЕ,
ПЕРЕРАБОТАННОЕ И ДОПОЛНЕННОЕ

Допущено Министерством высшего
и среднего специального образования
СССР в качестве учебника
для студентов электроэнергетических
и электротехнических специальностей
вузов



Ленинград
«Энергия»
Ленинградское отделение
1980

Авторский коллектив: Байда Л. И., Добротворский Н. С., Душин Е. М., Исмаилов Ш. Ю., Мокиенко Д. Н., Преображенский А. А., Старосельцева Е. А., Фремке А. В., Цветков Э. И.

Рецензент — кафедра информационно-измерительной техники Московского энергетического института (зав. кафедрой — В. Н. Малиновский).

Э 45 Электрические измерения: Учебник для вузов / Байда Л. И., Добротворский Н. С., Душин Е. М. и др.; Под ред. А. В. Фремке и Е. М. Душина. — 5-е изд., перераб. и доп. — Л.: Энергия. Ленингр. отд-ние, 1980. — 392 с., ил.

В пер.: 1 р. 10 к.

В книге излагаются основы электрических измерений. Рассматриваются средства и методы измерений электрических, магнитных и неэлектрических величин.

Предыдущее издание вышло в 1973 г. Пятое издание книги переработано с учетом новой учебной программы 1976 г. (дополнены сведения по электронным и автоматическим приборам, дополнен раздел цифровых приборов регистрацией информации на перфоленду для обработки информации ЭВМ и материал по измерительным информационным системам).

Книга предназначена для студентов электротехнических и энергетических вузов и факультетов и может служить пособием в практической работе инженеров-электриков различных специальностей.

Э $\frac{30306-084}{051(01)-80}$ 157-80. 2302010000

ББК 31.221
6П2.1.081

Настоящая книга составлена в соответствии с программой курса электрических измерений, изучаемого в электротехнических и энергетических высших учебных заведениях.

В книге рассматриваются основы теории электрических измерений, методы измерений электрических, магнитных и неэлектрических величин и технические средства, используемые при электрических измерениях.

Принятая в книге систематизация материала наиболее удобна при изложении курса электрических измерений, охватывающего лишь самые существенные вопросы электроизмерительной техники. Объем сведений, помещенных в книге, несколько превышает содержание лекционного материала, так как имеется в виду возможность использования книги студентами для самостоятельной проработки отдельных разделов программы и (в некоторой степени) для подготовки к выполнению лабораторных работ.

Для усвоения содержания настоящей книги необходимо знание физики, высшей математики, теоретической механики, теоретических основ электротехники и основ электроники в объеме программ электротехнических и энергетических институтов.

При изложении материала применена Международная система единиц (СИ).

Предлагаемая книга представляет собой труд преподавательского коллектива кафедры информационно-измерительной техники Ленинградского ордена Ленина электротехнического института имени В. И. Ульянова (Ленина). В ней использован многолетний опыт применения в педагогической работе первых четырех изданий учебника. Учтены отзывы и пожелания, полученные авторским коллективом после выхода в 1973 г. четвертого издания книги.

Авторы выражают благодарность рецензентам — сотрудникам кафедры информационно-измерительной техники Московского энергетического института. За переработку отдельных разделов рукописи после рецензирования авторы приносят также благодарность Е. М. Антонюку (гл. 9), И. А. Карабанову (гл. 2) и Е. А. Киселевой (§ 4.1—4.3).

Все критические замечания и пожелания будут приняты с благодарностью авторами. Отзывы следует направлять по адресу: 191041, Ленинград, Д-41, Марсово поле, д. 1, Ленинградское отделение издательства «Энергия».

В 40-х годах XVIII в. основоположник русской науки Михаил Васильевич Ломоносов и его коллега академик Г. В. Рихман совместно проводили работу по изучению атмосферного электричества. Приступая к систематическим исследованиям по электричеству, Г. В. Рихман сразу же обратил внимание на необходимость измерений, и в самом начале экспериментальных исследований по электричеству ему удалось сконструировать первый в мире электроизмерительный прибор — «указатель электрической силы». Впервые этот прибор был представлен Г. В. Рихманом общему собранию Петербургской Академии наук 29 марта 1745 г.

В ту эпоху никаких электроизмерительных приборов еще не было и исследования физиков по электричеству являлись только качественными. Выдающийся экспериментатор Г. В. Рихман обогатил науку весьма важным изобретением.

«Указатель электрической силы» (рис. В.1) представлял собой льняную нить 1, укрепленную на металлической стойке 2. У основания стойки помещался деревянный квадрат 3 немного большего радиуса, чем длина нити.

Если стойку 2 соединить с наэлектризованным телом, то вследствие одноименной электризации стойки и нити последняя будет отталкиваться от стойки. По величине отклонения нити, которое измеряется по шкале на деревянном квадранте, можно судить об «электрической силе», являющейся во времена Ломоносова характеристикой электрических явлений.

Этот прибор, предназначенный Рихманом для изучения атмосферного электричества, явился первым электроизмерительным прибором — родоначальником электрометров, измеряющих разность

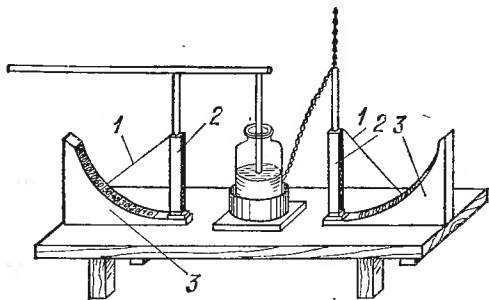


Рис. В.1. «Указатель электрической силы»
Г. В. Рихмана — первый электрометр

потенциалов, хотя понятие потенциала было установлено значительно позднее.

Изучая грозы, Ломоносов предложил весьма оригинальный прибор для определения максимальной «электрической силы». Этот прибор содержал очень важную часть — пружину для создания противодействующего момента.

Вторая половина XVIII в. характерна многими открытиями в области статического электричества. Для исследования количественной стороны электрических явлений Ш. Кулон вслед за Ломоносовым и Рихманом построил и применил измерительный прибор — «крутильные весы».

Конец XVIII и начало XIX столетия ознаменовались крупными событиями в истории изучения электричества. Опыты Л. Гальвани и исследования А. Вольта привели к открытию электрического тока. Вслед за этим многими исследователями были открыты химическое, световое и тепловое действия тока, влияние контура, обтекаемого током, на магнитную стрелку, а также взаимодействие проводников с токами и постоянными магнитами. Разработка вопросов теории электрического тока привела к необходимости создания измерительного прибора для определения силы тока, что и было сделано Г. С. Омом. Для относительного определения силы тока Г. С. Ом воспользовался действием проводника с током на магнитную стрелку. При помощи такого прибора Ом экспериментально установил известный закон, носящий его имя.

В 1831 г. М. Фарадей открыл явление электромагнитной индукции. В 1837 г. швейцарский физик О. де ла Рив изобрел тепловой электроизмерительный прибор.

Вторая половина XIX в. была периодом роста новой отрасли знаний — электротехники. Создание генераторов электрической энергии и применение их для различных практических целей побуждали крупнейших электротехников второй половины XIX в. заниматься изобретением и разработкой различных электроизмерительных приборов, без которых стало немыслимо дальнейшее развитие теоретической и практической электротехники.

В 1880—1881 гг. французские инженер Депре и физиолог д'Арсонваль построили ряд высокочувствительных гальванометров с зеркальным отсчетом. В 1881 г. немецкий инженер Ф. Уппенборн изобрел электромагнитный прибор с эллиптическим сердечником, а в 1886 г. он же предложил электромагнитный прибор с круглой катушкой и двумя цилиндрическими сердечниками. В 1894 г. немецкий инженер Т. Бругер изобрел логометр.

Особенно велики заслуги в развитии электроизмерительной техники второй половины XIX и начала XX в. выдающегося русского электротехника Михаила Осиповича Доливо-Добровольского, которому принадлежит много работ и изобретений, относящихся к разным областям электротехники.

Деятельность М. О. Доливо-Добровольского в области электроизмерительной техники протекала в нескольких направлениях.

Во-первых, М. О. Доливо-Добровольский разработал электромагнитные амперметры и вольтметры, изобрел и изготовил индукционный измерительный механизм с вращающимся магнитным полем и подвижной частью в виде диска и применил его в ваттметре и фазометре, а также предложил и сконструировал ферродинамические ваттметры. Однако ввиду низкого уровня электротехнической промышленности дореволюционной России патенты М. О. Доливо-Добровольского первоначально были использованы за рубежом, в частности по ним выпускала приборы немецкая фирма АЭГ.

Во-вторых, М. О. Доливо-Добровольский выполнил ряд работ, имеющих принципиальное значение для конструирования электроизмерительных приборов. В работе «О применении железа в электрических измерительных приборах» он не только предложил новые ферродинамические приборы, подчеркнув их основное достоинство — сравнительно большой вращающий момент и независимость показаний от влияния внешних магнитных полей, — но и привел ряд соображений о выборе значения магнитодвижущей силы и воздушного зазора для получения линейной зависимости между напряженностью поля и магнитодвижущей силой и малых погрешностей от гистерезиса. В своих статьях и докладах М. О. Доливо-Добровольский пользовался термином «вращающий момент» и для характеристики приборов указывал значения вращающего момента и веса подвижной части, что в дальнейшем привело к установлению понятия «коэффициент добротности».

В-третьих, М. О. Доливо-Добровольским были предложены и осуществлены новые методы электрических и магнитных измерений. Следует особо отметить его предложение измерять потери в ферромагнитных материалах при их перемагничивании при помощи ваттметра.

Ко второй половине XIX в. относятся работы в области электроизмерительной техники одного из выдающихся русских физиков Александра Григорьевича Столетова. В своем «Исследовании функции намагничивания мягкого железа» А. Г. Столетов изложил открытый им закон изменения магнитной проницаемости в зависимости от напряженности поля. Величину, показывающую, как изменяется намагниченность с изменением напряженности поля, А. Г. Столетов называл «функцией намагничивания» (теперь она называется магнитной восприимчивостью). Для исследования «функции намагничивания» А. Г. Столетов разработал специальный метод, который заключался в том, что испытуемому образцу придавалась кольцеобразная форма, образец намагничивался током обмотки кольцеобразного сердечника, а значение намагниченности его определялось по индуктированному току в другой катушке, намотанной на том же образце. Этот ток измерялся баллистическим гальванометром.

Несмотря на то, что в середине XIX в. уже пользовались электроизмерительными приборами, общепринятой системы электрических и магнитных единиц еще не было.

Первые попытки ввести единство в измерения электрических величин принадлежат русскому ученому, академику Борису Семёновичу Якоби. Он создал ряд приборов для измерения электрического сопротивления, назвав их «вольтагометрами», изготовил свой собственный условный эталон сопротивления из медной проволоки и разослал его ряду физиков. Б. С. Якоби усовершенствовал «вольтаметр» — прибор для измерения силы тока по количеству осаждающегося вещества при электролизе в единицу времени. Эти работы Б. С. Якоби, весьма важные для развития электроизмерительной техники, предшествовали созданию системы электрических единиц, которая установилась значительно позднее.

В 1880 г. имели распространение 15 единиц электрического сопротивления, 8 единиц электродвижущей силы, 5 единиц электрического тока. Ввиду такого разнообразия в единицах всякое сравнение результатов измерений и расчетов различных исследователей было практически невозможным.

Систему электрических единиц установил Первый конгресс по электричеству, состоявшийся в Париже в 1881 г. Россию на этом конгрессе представлял А. Г. Столетов. На конгрессе были приняты электромагнитная и электростатическая системы единиц. Для практических целей конгрессом была введена абсолютная система, единицы которой получаются из соответствующих единиц системы СГС. На дальнейших конгрессах по электричеству, происходивших в 1889, 1900 гг. и позднее, система электрических единиц пополнялась новыми практическими единицами, были установлены магнитные единицы.

По инициативе гениального ученого Дмитрия Ивановича Менделеева на рубеже прошлого и настоящего веков в Главной палате мер и весов в Петербурге было организовано специальное отделение для проверки электрических измерительных приборов. В 1909 г. в Главной палате мер и весов А. Н. Георгиевский и М. Ф. Маликов приступили к созданию эталонов ома и вольта (эталон вольта — в виде группы нормальных элементов).

Несмотря на изобретения русских ученых в области электроизмерительной техники, в дореволюционной России производство средств измерений практически отсутствовало.

После Великой Октябрьской социалистической революции началось всестороннее развитие всех отраслей народного хозяйства, которое выдвинуло новые задачи в области электроизмерительной техники.

В 1927 г. начал выпускать электроизмерительные приборы новый завод «Электроприбор». В 1930 г. была организована Отдельная лаборатория измерений (ОЛИЗ), сотрудники которой разработали ряд приборов и многое сделали в области расчета и конструирования электроизмерительных приборов. Особенно плодотворной в этом направлении была деятельность Н. Н. Пономарева. Начали выпускаться приборы для измерений неэлектрических величин электрическими методами. В 30-х годах в научно-исследовательских институ-

тах и отраслевых лабораториях началась разработка телеизмерительной аппаратуры для энергетических систем промышленных предприятий. С 1949 г. завод «Электропульта» начал ее серийный выпуск.

Измерительная техника, как совокупность методов и средств для получения достоверной количественной информации о характеристиках веществ, материалов, изделий, технологических процессов и физических явлений, является одним из решающих факторов технического прогресса во всех отраслях народного хозяйства. В послевоенные годы произошли существенные качественные сдвиги в требованиях к средствам электрических измерений. Экстремальный характер условий многих областей современного производства и научных исследований (высокие и низкие температуры и давления, агрессивные среды, крайне малые или, наоборот, очень высокие скорости протекания процессов, широкий диапазон измеряемых величин и т. п.) потребовал широкой автоматизации процессов измерения. Появились новые требования к средствам измерений, характеризующиеся переходом к использованию результатов не отдельных измерений, а потоков измерительной информации, применением для обработки результатов измерений электронных вычислительных машин. Стали интенсивно развиваться различные виды измерительных информационных систем.

В результате успешного выполнения пятилетних планов развития народного хозяйства СССР вступили в строй электроприборостроительные заводы. Электроприборостроение в настоящее время является развитой отраслью отечественной промышленности. Средства электрических измерений, выпускаемые заводами, широко используются в различных отраслях народного хозяйства, особенно в электроэнергетике и др.

Электроизмерительная техника имеет исключительно большое значение для научно-исследовательской работы. Чем совершеннее и точнее электроизмерительные приборы, тем глубже и правильнее может быть изучено исследуемое явление. Развитие электроизмерительной техники весьма эффективно способствует углублению знаний, новым открытиям и всестороннему прогрессу во всех отраслях науки и техники.

План развития народного хозяйства СССР на 1976—1980 гг. предусматривает увеличение выпуска приборов более чем в 1,7 раза. Планы развития электроизмерительной техники предусматривают значительное расширение номенклатуры и улучшение качества средств измерений для решения самых разнообразных задач народного хозяйства.

В настоящее время электроизмерительная техника интенсивно развивается во всех направлениях:

а. Повышается точность и быстродействие, расширяется частотный диапазон, улучшаются конструкции электроизмерительных приборов. В ряде приборов наряду с отсчетными и записывающими устройствами предусматриваются устройства для сигнализации опре-

деленных значений измеряемой величины и автоматического управления производственными процессами. Выпускаются электронные и цифровые приборы с высокими метрологическими и эксплуатационными свойствами.

б. Расширяется номенклатура и улучшаются характеристики разнообразных измерительных преобразователей, широко применяемых при измерениях электрических, магнитных и неэлектрических величин, а также в системах автоматического управления.

в. Разрабатываются и выпускаются различные специализированные электроизмерительные установки, предназначенные для поверки электроизмерительных приборов, испытания ферромагнитных материалов и других целей.

г. Выпускаются и совершенствуются измерительные информационные системы. Получают применение измерительно-вычислительные комплексы (ИВК), использующие современную вычислительную технику.

д. Разрабатывается и выпускается агрегатированный комплекс средств электроизмерительной техники (АСЭТ), входящий в Государственную систему приборов (ГСП).

е. Совершенствуются и создаются новые государственные эталоны единиц электрических величин, что обеспечивает повышение уровня точности электрических измерений.

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЯХ

1.1. Определения и классификация средств измерений

Электрические измерения и единицы физических величин. Задачей электрических измерений является нахождение значений физических величин опытным путем с помощью специальных электротехнических средств и выражение этих значений в принятых единицах.

Физическая величина — свойство, общее в качественном отношении многим физическим объектам или физическим системам, их состояниям и происходящим в них процессам. Электрическое сопротивление тела, напряженность электрического поля, масса, время и др. — все это физические величины.

Размер единицы величины, вообще говоря, может быть любым. Однако измерения должны выполняться в общепринятых единицах. Такие единицы устанавливаются в каждой стране особым законодательством с учетом рекомендаций международных организаций.

В СССР с 1 января 1963 г. введена Международная система единиц (СИ) ¹.

Основными единицами СИ являются: метр (м) — единица длины, килограмм (кг) — единица массы, секунда (с) — единица времени, ампер (А) — единица силы тока, кельвин (К) — единица термодинамической температуры, моль (моль) — единица количества вещества, кандела (кд) — единица силы света. Дополнительные единицы: радиан (рад) — единица плоского угла, стерадиан (ср) — единица телесного угла.

Производные единицы Международной системы образуются из основных и дополнительных единиц при помощи определяющих уравнений в соответствии с принципами построения систем единиц. Внесистемные единицы, допускаемые к применению, устанавливаются стандартами на единицы по отдельным областям измерений.

Международная система единиц (СИ) является универсальной, так как охватывает все области измерений, и когерентной, т. е. такой системой, в которой производные единицы всех величин могут быть получены с помощью определяющих уравнений с численными

¹ Для обозначения Международной системы единиц принято сокращение СИ (от начальных букв слов *Système International*).

коэффициентами, равными единице. Кроме того, как основные единицы, так и подавляющее большинство производных единиц системы СИ по своему размеру удобны для практического их применения. Значительное число единиц СИ: метр, килограмм, секунда, ампер, вольт и др. получили широкое распространение задолго до ее введения. Необходимость перехода к Международной системе единиц диктовалась требованиями повышения точности измерений, унификации и уточнения единиц физических величин.

Виды средств электрических измерений. Средствами электрических измерений называют технические средства, используемые при электрических измерениях и имеющие нормированные метрологические характеристики. Различают следующие виды средств электрических измерений:

меры;

электроизмерительные приборы;

измерительные преобразователи;

электроизмерительные установки;

измерительные информационные системы.

Мерами называют средства измерений, предназначенные для воспроизведения физической величины заданного размера. Различают однозначные меры, многозначные меры и наборы мер.

Однозначная мера воспроизводит физическую величину одного размера; многозначная мера воспроизводит ряд одноименных величин разного размера. Примером многозначных мер может служить конденсатор переменной емкости, вариометр для плавного изменения индуктивности и др. Набор мер представляет собой специально подобранный комплект мер, применяемых не только по отдельности, но и в различных сочетаниях с целью воспроизведения ряда одноименных величин различного размера. Примерами набора мер являются магазины сопротивлений, емкостей и др.

Электроизмерительными приборами называют средства электрических измерений, предназначенные для выработки сигналов измерительной информации, т. е. сигналов, функционально связанных с измеряемыми физическими величинами, в форме, доступной для непосредственного восприятия наблюдателем. Они весьма разнообразны по своему принципу действия и конструктивному оформлению вследствие различных требований, предъявляемых к ним. Электроизмерительные приборы могут быть классифицированы по различным признакам.

Электроизмерительные приборы, показания которых являются непрерывными функциями изменений измеряемых величин, называются аналоговыми приборами.

Электроизмерительные приборы, автоматически вырабатывающие дискретные сигналы измерительной информации, показания которых представлены в цифровой форме, называются цифровыми приборами.

В зависимости от того, допускает ли электроизмерительный прибор только считывание показаний или допускает считывание и

регистрацию показаний в той или иной форме или только регистрацию, все приборы могут быть разделены на две группы: показывающие приборы и регистрирующие приборы.

Если регистрирующий измерительный прибор дает запись показаний в форме диаграммы, то такие приборы называют самопишущими.

Регистрирующий измерительный прибор, в котором предусмотрено печатание показаний в цифровой форме, называют печатающим прибором.

Электроизмерительные приборы, показания которых функционально связаны с суммой двух или нескольких величин, подводимых к ним по различным каналам, называют суммирующими. Примером суммирующего прибора может служить ваттметр, предназначенный для измерения суммарной мощности нескольких генераторов.

Широкое распространение получили так называемые интегрирующие приборы, в которых измеряемая величина интегрируется по времени или по другой независимой переменной. Примером может служить электрический счетчик энергии.

Для получения результата измерения физической величины в принятых единицах обязательно должна участвовать мера. Электроизмерительный прибор может быть заранее градуирован в единицах измеряемой величины, т. е. мера заранее используется в процессе изготовления прибора.

Существуют приборы, предназначенные для непосредственного сравнения измеряемой величины с величиной, значение которой известно. Такие электроизмерительные приборы называют приборами сравнения. Примерами приборов сравнения являются мосты, потенциометры и др. (см. гл. 5).

В приборах сравнения и некоторых других для установления отсутствия тока в каком-либо участке цепи или равенства напряжений на каких-либо участках цепи применяются приборы, получившие название нуль-индикаторов. Примерами нуль-индикаторов могут быть гальванометры или электронные устройства, выдающие импульс тока (или прекращающие выдачу импульсов) при равенстве двух напряжений, подводимых к их входам.

Дальнейшие разделения приборов по конструктивным и функциональным признакам представляют собой параллельные классификации.

Укажем некоторые примеры.

По характеру применения различают следующие приборы:

1) стационарные, т. е. такие, корпуса которых приспособлены для жесткого крепления на месте установки;

2) переносные, т. е. такие, корпуса которых не предназначены для жесткого крепления на месте установки.

В зависимости от степени защищенности приборы бывают обыкновенными, пыле-, водо-, брызгозащищенными, герметическими и др.

По роду измеряемой величины приборы делятся на амперметры — для измерения тока; вольтметры — для измерения напряжения; омметры — для измерения сопротивления и т. п.

Кроме указанных классификаций, существуют и другие; они будут рассмотрены ниже.

Измерительными преобразователями называют средства электрических измерений, предназначенные для выработки сигнала измерительной информации в форме, удобной для передачи, дальнейшего преобразования, обработки и (или) хранения, но не поддающейся непосредственному восприятию наблюдателем.

В зависимости от вида измеряемых величин измерительные преобразователи делятся на две группы:

1) преобразователи электрических величин в электрические же величины;

2) преобразователи неэлектрических величин в электрические.

К преобразователям электрических величин в электрические относятся шунты, делители напряжения, измерительные трансформаторы и другие устройства. Применение преобразователей позволяет изготавливать приборы на разные пределы измерений, производить измерения относительно больших токов и напряжений приборами, имеющими меньшие пределы измерений и т. д. К преобразователям электрических величин в электрические же величины относятся многочисленные преобразователи, предназначенные для получения сигналов измерительной информации в форме, удобной для ее передачи, преобразования, обработки и хранения. Примерами подобного рода преобразователей являются преобразователи измеряемых электрических величин в код (см. гл. 6), который может быть использован для передачи измерительной информации по каналам связи или для введения в электронные вычислительные машины для последующей обработки по заданной программе или для представления измерительной информации в цифровой форме.

Преобразователи неэлектрических величин в электрические представляют собой обширную группу преобразователей, применяемых при электрических измерениях неэлектрических величин. Примером могут служить различные терморезисторы, индуктивные преобразователи, при помощи которых измеряемая неэлектрическая величина (температура, давление и др.) отображается электрической величиной (электрическое сопротивление, индуктивность и др.), находящейся в определенной функциональной зависимости от измеряемой неэлектрической величины (см. гл. 8).

Некоторые виды измерительных преобразователей иногда называют датчиками¹, под которыми понимают конструктивную совокупность одного или нескольких измерительных преобразователей и со-

¹ Следует отметить, что терминологию в области средств электроизмерительной техники в настоящее время еще нельзя считать окончательно установившейся,

путствующих им конструктивных элементов, размещаемых непосредственно на объекте измерения и удаленных от места отображения, регистрации или обработки измерительной информации. Примерами могут служить датчики кровяного давления космонавта, датчики температуры контролируемого объекта и другие.

Электроизмерительной установкой называется совокупность функционально и конструктивно объединенных средств измерений и вспомогательных устройств, предназначенных для рациональной организации измерений. Измерительная установка позволяет предусмотреть определенный метод измерения и заранее оценить погрешности измерений.

Измерительные информационные системы (ИИС) представляют собой совокупность средств измерений и вспомогательных устройств, предназначенную для автоматического сбора измерительной информации от ряда источников с многократным (например, поочередным) использованием одних и тех же преобразователей сигналов, несущих измерительную информацию, передачи измерительной информации на те или иные расстояния по каналам связи и представления ее в том или ином виде.

Под каналом связи понимается совокупность технических средств, обеспечивающих передачу информации от передатчика информации к приемнику.

Как следует из определения ИИС, основными их отличиями от других средств измерений является автоматический сбор измерительной информации от ряда источников и многократное использование преобразователей сигналов. Задачи, выполняемые ИИС, могут быть решены и применением других видов средств измерений, например измерительных приборов, индивидуальных для каждой измеряемой величины. Однако использование одних и тех же измерительных преобразователей в ряде каналов ИИС, по сравнению с решением задачи посредством приборов, обеспечивает существенные технико-экономические преимущества ИИС, что особенно важно при значительном числе измеряемых величин. Помимо ИИС, применяют сложные комплексы, например измерительно-вычислительные (гл. 9), измерительно-управляющие и др.

ИИС могут быть разделены на две группы:

1. Измерительные системы — системы, предназначенные для выполнения указанных выше функций с представлением измерительной информации в форме, удобной для наблюдения или регистрации.

2. Системы автоматического контроля (контрольно-измерительные системы) — системы, предназначенные для получения информации об отклонениях значений контролируемых величин от установленных номинальных. Например, отклонения температуры различных точек объекта от заданных значений.

Измерительные информационные системы могут применяться как на территории какого-либо объекта, так и с передачей измерительной информации с объекта на принимающий пункт по каналам связи:

воздушным или кабельным линиям связи или радиоканалам. В этих случаях измерительные системы называют телеизмерительными системами. Более подробно измерительные информационные системы рассмотрены в гл. 9.

1.2. Характеристики средств измерений

Метрологические характеристики. Под метрологическими характеристиками понимают характеристики свойств средств измерений, оказывающие влияние на результаты и погрешности измерений. Знание метрологических характеристик необходимо для выбора средств измерений и оценивания точности результатов измерений.

Перечень метрологических характеристик средств измерений дается в ГОСТ 8.009—72 «Нормируемые метрологические характеристики средств измерений». Для средств измерений электрических величин общепромышленного назначения устанавливает перечень метрологических характеристик ГОСТ 22261—76.

Одной из основных метрологических характеристик средств измерений является погрешность. Абсолютной погрешностью меры называется разность между номинальным значением меры и истинным значением воспроизводимой ею величины. Абсолютная погрешность электроизмерительного прибора есть разность между показанием прибора и истинным значением измеряемой величины. Абсолютной погрешностью преобразователя (по входу) называется разность между значением величины на входе преобразователя, определяемым по истинному значению величины на его выходе с помощью градуировочной характеристики, приписанной преобразователю, и истинным значением величины на входе преобразователя.

В связи с тем что истинное значение измеряемой величины (входного сигнала) остается неизвестным, рекомендуется пользоваться термином «действительное значение», за которое принимается такое значение, которое может быть определено при помощи средств измерений. Иногда в качестве характеристики средств измерений пользуются понятием точности средств измерений, под которой понимают качество средств измерений, отражающее близость к нулю его погрешностей.

В зависимости от изменения во времени измеряемой величины, различаются следующие погрешности средств измерений:

- 1) статическая погрешность — погрешность при измерении постоянной во времени величины;
- 2) динамическая погрешность — разность между погрешностью в динамическом режиме и статической погрешностью, соответствующей значению измеряемой величины в данный момент времени.

В зависимости от характера изменения погрешностей средств измерений различают:

- 1) систематическую погрешность — погрешность, остающуюся постоянной или закономерно изменяющуюся;

2) случайную погрешность — погрешность, изменяющуюся случайным образом.

В зависимости от условий возникновения погрешностей различают:

1) основную погрешность — погрешность средства измерений, используемого в нормальных условиях;

2) дополнительную погрешность — погрешность средства измерений, вызванную отклонением одной из влияющих величин от нормального значения или выходом за пределы нормальных значений.

У средств измерений часто выделяют погрешности, которые возрастают пропорционально входному сигналу (кривые 1 и 1' — рис. 1.1). Эти погрешности называют мультипликативными. Погрешности, возможные значения которых не зависят от уровня выходного сигнала (кривые 2 и 2' — рис. 1.1), называют аддитивными.

Важной характеристикой является вариация показаний (выходного сигнала) прибора (преобразователя), под которой понимается разность между показаниями измерительного прибора (значениями выходного сигнала), соответствующими одному и тому же действительному значению измеряемой величины при двух направлениях медленных изменений значения входной величины в процессе подхода к данной точке диапазона измерений.

К метрологическим характеристикам относятся динамические характеристики средств измерений — характеристики инерционных свойств средств измерений, определяющие зависимость выходного сигнала средства измерений от меняющихся по времени величин: параметров входного сигнала, внешних влияющих величин, нагрузки. Динамические характеристики средств измерений определяют динамическую погрешность (см. § 2.5). В зависимости от полноты описания динамических свойств средств измерений различают полные и частные динамические характеристики (ГОСТ 8.256—77). К полным характеристикам относятся: дифференциальное уравнение, импульсная характеристика, переходная характеристика, передаточная функция, совокупность амплитудно- и фазо-частотной характеристик. К частным динамическим характеристикам относят отдельные параметры полных динамических характеристик, не отражающие полностью динамические свойства средств измерений. Частной динамической характеристикой является время установления показаний.

Время, которое занимает перемещение указателя в пределах допустимой погрешности прибора, не представляет интереса. По этой причине положение указателя приборов считается установившимся, если он не удаляется от окончательного положения более чем на $\pm 1\%$ длины шкалы. При экспериментальном определении времени

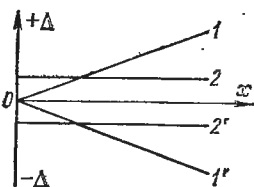


Рис. 1.1. Погрешности прибора

установления показаний скачкообразное изменение значения измеряемой величины выбирается таким, чтобы при включении прибора его указатель отклонился приблизительно на геометрическую середину длины шкалы. Для большинства приборов с подвижной частью время установления показаний не превышает 4 с.

Характеристикой переходного процесса в приборах, имеющих подвижную часть, является также отношение первого отклонения указателя к его установившемуся отклонению. Приближенно можно считать, что чем меньше это отношение, тем меньшее время будет иметь переходный процесс при внезапном изменении измеряемой величины.

Вследствие инерционности при изменении входной величины в преобразователе возникает переходный процесс. Характеристикой переходного процесса, так же как и в электроизмерительных приборах, может быть время установления выходного сигнала (с заданной точностью) при скачкообразном изменении входного сигнала. Допустимое время установления выходного сигнала и методика его определения устанавливаются для различных типов преобразователей соответствующими стандартами, нормами или техническими условиями.

К метрологическим характеристикам относят входное и выходное полные сопротивления средств измерений. При включении средства измерений в цепь, находящуюся под напряжением, оно потребляет от этой цепи некоторую мощность. При измерениях в маломощных цепях средство измерений может изменить режим цепи, что приведет к увеличению погрешности измерения. Поэтому малое потребление мощности от цепи является достоинством средства измерений.

От выходного полного сопротивления измерительного преобразователя зависит допустимая нагрузка на преобразователь. В тех случаях когда от мощности, потребляемой нагрузкой преобразователя, зависит погрешность преобразователя, указываются допустимые пределы потребляемой от преобразователя мощности.

Способы выражения и нормирования пределов допускаемых погрешностей. В соответствии с ГОСТ 13600—68, пределы допускаемых основной и дополнительных погрешностей средств измерений могут устанавливаться в виде абсолютных, относительных или приведенных погрешностей или в виде определенного числа делений шкалы.

Абсолютная погрешность средства измерения выражается в тех же единицах, что и измеряемая величина. Предел допускаемой абсолютной погрешности выражается:

а) одним значением

$$\Delta = \pm a, \quad (1.1)$$

где a — постоянная величина;

б) в виде линейной зависимости (двучленной формулы)

$$\Delta = \pm (a + bx), \quad (1.2)$$

где a и b — постоянные величины;

в) в виде таблицы пределов допускаемых погрешностей для разных номинальных значений, показаний или сигналов.

Относительная погрешность есть отношение абсолютной погрешности к значению измеряемой величины. Предел относительной погрешности в процентах выражается одной из следующих формул:

$$\delta = \frac{\Delta}{x} 100 = \pm c \quad (1.3)$$

или

$$\delta = \pm \left[c + d \left(\frac{x_k}{x} - 1 \right) \right], \quad (1.4)$$

где c , d — постоянные числа; x_k — конечное значение диапазона измерений или диапазона значений сигнала на входе преобразователя.

Допускается применение формулы

$$\delta = \left[c + d \left| \frac{x_n}{x} - 1 \right| \right], \quad (1.5)$$

где x_0 — значение измеряемой прибором величины или сигнала на входе преобразователя, при котором предел допускаемой погрешности имеет наименьшее значение.

Значения x , x_k и x_0 при применении формул (1.4) и (1.5) принимаются без учета знака.

Приведенная погрешность есть отношение абсолютной погрешности к нормирующему значению. Она определяется по формуле

$$\gamma = \frac{\Delta}{x_N} 100, \quad (1.6)$$

где x_N — нормирующее значение.

Нормирующее значение принимается равным:

а) для средств измерений с равномерной или степенной шкалой, если нулевая отметка находится на краю или вне шкалы, — конечному значению диапазона измерений;

б) если нулевая отметка находится внутри диапазона измерений — арифметической сумме конечных значений диапазона измерений.

Помимо указанных, наиболее распространенных нормирующих значений, имеются и другие, устанавливаемые стандартами на отдельные типы средств измерений.

Обобщенной метрологической характеристикой средств измерений является класс точности, который определяет допускаемые пределы всех погрешностей, а также все другие свойства, влияющие на точность средств измерений.

Для средств измерений, пределы допускаемых погрешностей которых выражают в виде относительных или приведенных погрешностей, в ГОСТ 13600—68 установлен следующий ряд чисел для выражения пределов допускаемых погрешностей и применяемых

для обозначения классов точности: $1 \cdot 10^n$; $1,5 \cdot 10^n$; $2 \cdot 10^n$; $2,5 \cdot 10^n$; $4 \cdot 10^n$; $5 \cdot 10^n$; $6 \cdot 10^n$, где $n = 1; 0; -1; -2$ и т. д.

С использованием чисел указанного ряда разработаны условные обозначения классов точности. Для средств измерений, у которых основную погрешность нормируют в виде предела приведенной погрешности, класс точности численно равен этому пределу, т. е. γ . Если предел допускаемой основной погрешности определяется формулой (1.4), то в обозначение класса точности вводятся оба числа — c и d , выбираемые из указанного ряда, т. е. класс точности выражается как c/d .

Ряды классов точности устанавливаются в государственных стандартах на отдельные виды средств измерений.

Пределы всех дополнительных погрешностей и другие свойства средств измерений, влияющие на точность результатов измерений, также связаны с их классом точности. Эта связь раскрывается в частных стандартах на отдельные виды средств измерений.

Наиболее общим вопросам нормирования метрологических характеристик средств измерений посвящен ГОСТ 8.009—72, который предусматривает возможность нормирования погрешности средств измерений или ее составляющих: систематической и случайной.

По ГОСТ 8.009—72 характеристики систематической составляющей погрешности измерений должны выбираться из числа следующих:

а) предел $\Delta_{с.л}$ допускаемого значения систематической составляющей погрешности средств измерений данного типа;

б) предел $\Delta_{с.д}$ допускаемого значения, математическое ожидание $M[\Delta_c]$ и среднее квадратическое отклонение $\sigma(\Delta_c)$ систематической составляющей Δ_c погрешности средств измерений данного типа.

Характеристики случайной составляющей Δ погрешности средств измерений должны выбираться из числа следующих:

а) предел $\sigma_d(\Delta)$ допускаемого значения среднего квадратического отклонения случайной составляющей погрешности средств измерений данного типа;

б) нормализованная автокорреляционная функция $r_{\Delta}(\lambda)$ или спектральная плотность $S_{\Delta}(\omega)$ случайной составляющей погрешности средств измерений данного типа.

Характеристики погрешности Δ средств измерений должны выбираться из числа следующих:

а) предел Δ_d допускаемого значения погрешности средств измерений данного типа;

б) предел Δ_d допускаемого значения, математическое ожидание $M[\Delta]$ и среднее квадратическое отклонение $\sigma(\Delta)$ погрешности средств измерений данного типа.

Методика экспериментального определения оценок характеристик погрешностей средств измерений для сравнения с нормированными значениями приведена в ГОСТ 8.009—72.

Характеристики свойств средств измерений. Кроме метрологических характеристик средств измерений, от которых зависят их погрешности, для оценки свойств средств измерений, определения возможности их применения в тех или иных эксплуатационных условиях, надежности и других показателей применяются следующие характеристики.

Чувствительностью S электроизмерительного прибора к измеряемой величине x называется производная от перемещения указателя по измеряемой величине x . У обширной группы электроизмерительных приборов используется угловое перемещение указателя. Для этих приборов чувствительность определяется как производная от угла отклонения α указателя по величине x , т. е.

$$S = \frac{d\alpha}{dx} = F(x). \quad (1.7)$$

Выражение (1.7) представляет собой чувствительность прибора в определенной точке шкалы. Если $F(x)$ постоянна, т. е. прибор имеет равномерную шкалу, то чувствительность равна отношению изменения положения указателя к изменению измеряемой величины и, в частности, отношению полного отклонения указателя к предельному значению измеряемой прибором величины. Величина, обратная чувствительности, называется постоянной прибора. Это определение чувствительности не распространяется на интегрирующие приборы (счетчики) и на цифровые приборы. Если чувствительность прибора не постоянна, т. е. прибор имеет неравномерную шкалу, то для такого прибора может нормироваться допускаемая погрешность для некоторой области значений измеряемой величины, называемой диапазоном измерений.

Чувствительность прибора не следует смешивать с порогом чувствительности, под которым понимают наименьшее изменение входной величины, способное вызвать заметное изменение показания прибора. Понятие порога чувствительности распространяется также на цифровые приборы и счетчики.

Каждый измерительный преобразователь рассчитывается для вполне определенных пределов изменения входного сигнала. При этом получают определенные значения пределов изменения выходного сигнала. Отношение изменения сигнала на выходе преобразователя к вызывающему его изменению сигнала на входе преобразователя называется коэффициентом преобразования измерительного преобразователя. Очевидно, что это определение справедливо лишь для преобразователей с линейной функцией преобразования. При нелинейной функции коэффициент преобразования не является постоянной величиной и может быть определен в какой-либо точке градуировочной характеристики как производная от выходного сигнала по входному сигналу. Коэффициент преобразования преобразователя обычно указывается при нормальных условиях его применения.

Важной характеристикой является надежность средств измерений. Под надежностью средств измерений понимают способность их сохранять заданные характеристики при определенных условиях работы в течение заданного времени. Основным показателем надежности установлена наработка на отказ, значение которой должно выбираться из определенного ряда, указанного в ГОСТ 22261—76.

К характеристикам свойств средств измерений относится также время установления рабочего режима, электрическая прочность и сопротивление изоляции, способность переносить механические воздействия (вибро- и ударопрочность) и другие, указанные в ГОСТ 22261—76, где также даны методы испытаний средств измерений.

1.3. Структурные схемы средств измерений

Общие замечания. С целью изучения и обобщения теории средств измерений вводится понятие о звене и структурной схеме. В средстве измерений сигнал, несущий информацию о значении измеряемой величины, обычно претерпевает ряд преобразований с целью получения нужного выходного сигнала. Каждое преобразование сигнала можно представить себе происходящим как бы в отдельном узле, носящем название «звено». Соединение этих узлов-звеньев в определенную цепь преобразований носит название структурной схемы.

Разбивка средства измерений на звенья может быть произведена по различным признакам. При анализе в статическом режиме средство измерений обычно разбивают на звенья, которые представляют интересующие исследователя функции преобразования. При анализе в динамическом режиме звенья выделяются по их динамическим характеристикам (по виду дифференциального уравнения, описывающего их поведение).

Отдельный конструктивный узел измерительного устройства не обязательно совпадает со звеном в структурной схеме. В одном конструктивном узле может осуществляться несколько преобразований, а следовательно, один конструктивный узел может соответствовать нескольким звеньям.

В зависимости от соединения отдельных звеньев различают два основных вида структурных схем: прямого преобразования (действия) и компенсационного преобразования (действия). Последний вид называют также схемой с отрицательной обратной связью.

Средства измерений прямого преобразования в статическом режиме. Структурная схема средства измерений прямого преобразования показана на рис. 1.2, где $P_1, P_2, \dots, P_n$ — звенья; x — входной сигнал, несущий информацию об измеряемой величине; $x_1, x_2, \dots, x_{n-1}$ — промежуточные сигналы; x_n — выходной сигнал.

Как видно из рис. 1.2, входной сигнал x последовательно претерпевает несколько преобразований и в конечном итоге на выходе получается сигнал x_n .

Для измерительного прибора сигнал x_n получается в форме, доступной для непосредственного восприятия наблюдателем, например в виде отклонения указателя отсчетного устройства.

Для измерительного преобразователя сигнал x_n получается в форме, удобной для передачи, дальнейшего преобразования, обработки и (или) хранения.

Примером электроизмерительного прибора, имеющего структурную схему прямого преобразования, может быть амперметр для измерения больших постоянных токов. В схеме этого прибора измеряемый ток вначале с помощью шунта преобразуется в падение напряжения на шунте, затем в малый ток, который измеряется измерительным механизмом, т. е. преобразуется в отклонение указателя.

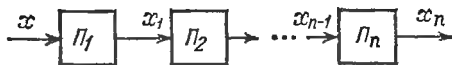


Рис. 1.2. Структурная схема средства измерений прямого преобразования

Сигнал, несущий информацию об измеряемой величине, может периодически изменяться во времени (переменный ток, переменное напряжение, периодически изменяющийся механический момент и т. д.). Поэтому анализ структурных схем следовало бы вести с учетом понятий: комплексный коэффициент преобразования, комплексная чувствительность, комплексная погрешность. Однако далее для упрощения будем анализировать структурные схемы только для наиболее часто встречающегося сигнала, амплитуда которого — информативный параметр.

Чувствительность (коэффициент преобразования) средства измерения, имеющего структурную схему прямого преобразования,

$$S = \frac{\partial x_n}{\partial x} = \frac{\partial x_1}{\partial x} \frac{\partial x_2}{\partial x_1} \dots \frac{\partial x_n}{\partial x_{n-1}} = k_1 k_2 \dots k_n, \quad (1.8)$$

где $k_1 = \frac{\partial x_1}{\partial x}$; $k_2 = \frac{\partial x_2}{\partial x_1}$; ...; $k_n = \frac{\partial x_n}{\partial x_{n-1}}$ — коэффициенты преобразования отдельных звеньев¹.

Мультипликативная погрешность возникает при изменении коэффициентов преобразования. С течением времени и под действием внешних факторов коэффициенты $k_1, k_2, \dots, k_n$ ² могут изменяться соответственно на $\Delta k_1, \Delta k_2, \dots, \Delta k_n$. При достаточно малых изменениях этих коэффициентов можно пренебречь членами второго и большего порядка малости и тогда относительное изменение чувствительности (коэффициента преобразования)

$$\frac{\Delta S}{S} = \frac{\Delta k_1}{k_1} + \frac{\Delta k_2}{k_2} + \dots + \frac{\Delta k_n}{k_n}. \quad (1.9)$$

Изменение чувствительности (коэффициента преобразования) приводит к изменению выходного сигнала на значение $\Delta x_n =$

¹ При нелинейной функции преобразования чувствительность и коэффициент преобразования зависят от входного сигнала.

² Приращения могут быть положительными и отрицательными.

$= (S + \Delta S)x - Sx = \Delta Sx$. Этому изменению выходного сигнала соответствует абсолютная погрешность измерения входной величины

$$\Delta x = \frac{\Delta x_n}{S} = \frac{\Delta S}{S} x. \quad (1.10)$$

Как видно из (1.10), погрешность, вызванная изменением чувствительности (коэффициента преобразования), является мультипликативной¹.

Относительная мультипликативная погрешность измерения $\delta_M = \Delta S/S$.

Аддитивная погрешность вызывается дрейфом «нуля» звеньев, наложением помех на полезный сигнал и т. д., приводящих к смещению

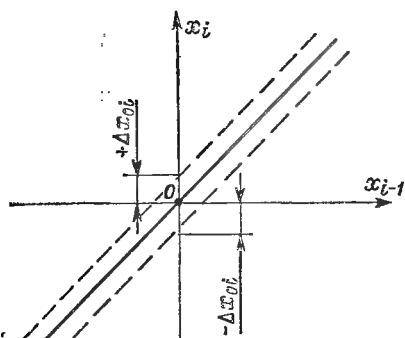


Рис. 1.3. Функция преобразования звена

графика функции преобразования i -го звена на $\pm \Delta x_{0i}$, как показано на рис. 1.3. Значение аддитивной погрешности можно найти, введя на структурной схеме после соответствующих звеньев дополнительные внешние сигналы $\Delta x_{01}, \Delta x_{02}, \dots, \Delta x_{0n}$, равные смещениям функций преобразования звеньев.

Для оценки влияния этих дополнительных сигналов пересчитаем (приведем) их к входу структурной схемы. Результирующее действие всех дополнительных сигналов будет равно действию следующего дополнительного сигнала на входе:

$$\Delta x_0 = \frac{\Delta x_{01}}{k_1} + \frac{\Delta x_{02}}{k_1 k_2} + \dots + \frac{\Delta x_{0n}}{k_1 k_2 \dots k_n}. \quad (1.11)$$

Результирующая аддитивная погрешность равна Δx_0 . Таким образом, как следует из (1.9) и (1.11), в средствах измерений, имеющих структурную схему прямого преобразования, происходит суммирование погрешностей, вносимых отдельными звеньями, и это затрудняет изготовление средств измерений прямого преобразования с высокой точностью.

Средства измерений компенсационного преобразования в статическом режиме. Структурная схема средства измерений компенсационного преобразования показана на рис. 1.4.

Для цепи обратного преобразования (обратной связи)

$$x'_m = x_n \beta_1 \beta_2 \dots \beta_m = x_n \beta, \quad (1.12)$$

¹ В этом параграфе будут рассматриваться только систематические погрешности. Оценка случайных погрешностей должна производиться с учетом их законов распределения и коррелированности.

где β — коэффициент преобразования цепи обратного преобразования; $\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_m$ — коэффициенты преобразования звеньев обратной связи.

На входе цепи прямого преобразования происходит сравнение (компенсация) входной измеряемой величины x и выходной величины цепи обратного преобразования x'_m , которая должна быть однородной с величиной x и иметь при установившемся режиме противоположный знак.

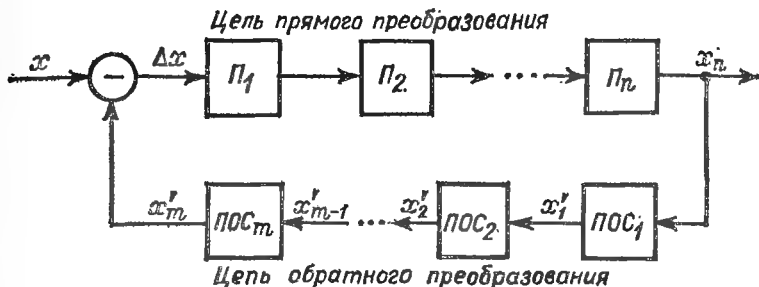


Рис. 1.4. Структурная схема средства измерений компенсационного преобразования

При подаче на вход сигнала x выходной сигнал x_n , а следовательно, и x'_m будут возрастать до тех пор, пока сигналы x и x'_m не станут равны. При этом по значению x_n можно судить об измеряемой величине x .

Средства измерений, имеющие такую структурную схему, могут работать как с полной компенсацией (устройства с астатической характеристикой), так и с неполной компенсацией (устройства со статической характеристикой).

При полной компенсации в установившемся режиме

$$\Delta x = x - x'_m = 0. \quad (1.13)$$

Это возможно в тех устройствах, у которых в цепи прямого преобразования предусмотрено интегрирующее звено с функцией преобразования $x_i = tF(x_{i-1})$. Примером такого звена является электродвигатель, для которого угол поворота вала определяется приложенным напряжением и временем.

В этом случае, учитывая (1.12) и (1.13), получим

$$x_n = \frac{1}{\beta_1 \beta_2 \dots \beta_m} x = \frac{1}{\beta} x. \quad (1.14)$$

Таким образом, в момент компенсации сигнал на выходе средства измерений пропорционален входному сигналу и не зависит от коэффициентов преобразования цепи прямого преобразования.

Чувствительность (коэффициент преобразования)

$$S = \frac{\partial x_n}{\partial x} = \frac{1}{\beta_1 \beta_2 \dots \beta_m} = \frac{1}{\beta}. \quad (1.15)$$

Мультипликативная относительная погрешность измерения, обусловленная нестабильностью коэффициентов преобразования звеньев, при достаточно малых изменениях этих коэффициентов

$$\gamma_m = \frac{\Delta S}{S} = - \frac{\Delta \beta}{\beta} = - \left(\frac{\Delta \beta_1}{\beta_1} + \frac{\Delta \beta_2}{\beta_2} + \dots + \frac{\Delta \beta_m}{\beta_m} \right). \quad (1.16)$$

Как видно из (1.16), относительная мультипликативная погрешность обусловлена только относительным изменением коэффициента преобразования цепи обратного преобразования, причем увеличение коэффициента β вызывает отрицательную мультипликативную погрешность.

Аддитивная погрешность в средствах измерений с полной компенсацией практически обуславливается порогом чувствительности звеньев, расположенных до интегрирующего звена, и порогом чувствительности самого интегрирующего звена.

Под порогом чувствительности звена понимается то наименьшее изменение входного сигнала, которое способно вызвать появление сигнала на выходе звена. Порог чувствительности имеют, например, электродвигатели, часто применяемые в рассматриваемых устройствах.

Для реальных звеньев график функции преобразования может иметь вид, показанный на рис. 1.5, где $\pm \Delta x_{i-1}$ — порог чувствительности.

Порог чувствительности средства измерений с полной компенсацией зависит от порогов чувствительности звеньев, расположенных в цепи прямого преобразования до интегрирующего звена, и самого интегрирующего звена следующим образом:

$$\Delta x = \Delta x_1 + \frac{\Delta x_2}{k_1} + \frac{\Delta x_3}{k_1 k_2} + \dots + \frac{\Delta x_i}{k_1 k_2 k_3 \dots k_{i-1}} \quad (1.17)$$

где Δx_i — порог чувствительности интегрирующего звена.

При наличии звеньев с порогом чувствительности состояние компенсации наступает при $x - x'_m = \pm \Delta x$. Таким образом, изменение входного сигнала в пределах $\pm \Delta x$ не вызывает изменения выходного сигнала, т. е. появляется абсолютная аддитивная погрешность Δx_0 , значение которой может быть в пределах $\pm \Delta x$.

Из (1.17) очевидно, что для уменьшения аддитивной погрешности, обусловленной порогом чувствительности звеньев, следует увеличивать коэффициенты преобразования $k_1, k_2, \dots, k_{i-1}$. Предел уве-

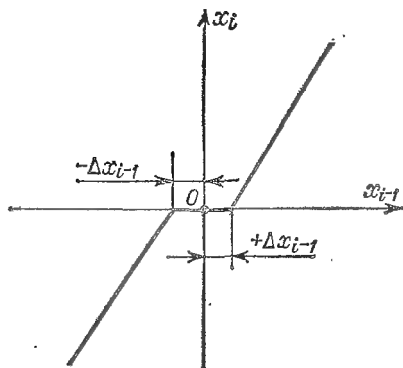


Рис. 1.5. Функция преобразования с порогом чувствительности

личения этих коэффициентов обусловлен динамической устойчивостью устройства (см. далее).

При неполной компенсации в средствах измерений интегрирующего звена нет и обычно выполняется условие (1.12), а также

$$x_n = k\Delta x, \quad (1.18)$$

где $k = k_1 k_2 \dots k_n$ — коэффициент преобразования цепи прямого преобразования.

В этом случае установившийся режим наступает при некоторой разности:

$$\Delta x = x - x'_m. \quad (1.19)$$

Разность Δx необходима для поддержания сигнала x_n на требуемом уровне.

Зависимость между выходным сигналом и входным, находящаяся путем решения уравнений (1.12), (1.18) и (1.19),

$$x_n = \frac{k}{1 + k\beta} x. \quad (1.20)$$

Как видно из (1.20), при установившемся режиме выходной сигнал пропорционален входному и зависит от коэффициентов преобразования цепи как обратного, так и прямого преобразования.

Если выполняется условие $k\beta \gg 1$, то уравнение (1.20) переходит в (1.14) и при этом нестабильность коэффициента преобразования цепи прямого преобразования не влияет на работу устройства. Практически чем выше $k\beta$, тем меньше влияние k . Предел увеличения $k\beta$ обусловлен динамической устойчивостью средства измерений (см. далее).

Чувствительность (коэффициент преобразования) средства измерений с неполной компенсацией

$$S = \frac{\partial x_n}{\partial x} = \frac{k}{1 + k\beta}. \quad (1.21)$$

Отсюда видно, что для получения высокой чувствительности следует снижать β , но для выполнения условия $k\beta \gg 1$ необходимо увеличивать k .

Мультипликативная погрешность, обусловленная изменением коэффициентов преобразования звеньев при достаточно малых изменениях этих коэффициентов,

$$\delta_M = \frac{\Delta S}{S} = \delta_k \frac{1}{1 + k\beta} - \delta_\beta \frac{k\beta}{1 + k\beta}, \quad (1.22)$$

где $\delta_k = \frac{\Delta k}{k}$; $\delta_\beta = \frac{\Delta \beta}{\beta}$.

Если $k\beta \gg 1$, то

$$\delta_M \approx \frac{\delta_k}{k\beta} - \delta_\beta. \quad (1.23)$$

Следовательно, при $k\beta \gg 1$ (что обычно имеет место) составляющая, обусловленная изменением коэффициента β , целиком входит

в результирующую погрешность, а составляющая, обусловленная изменением коэффициента k , входит в результирующую погрешность ослабленной в $k\beta$ раз.

Нелинейность функции преобразования цепи прямого преобразования можно рассматривать как результат влияния изменения коэффициента преобразования k относительно некоторого начального значения при $x = 0$. Полученные уравнения показывают, что нелинейность функции преобразования уменьшается действием отрицательной обратной связи в $k\beta$ раз.

Аддитивная погрешность может быть проанализирована путем введения в структурную схему дополнительных сигналов Δx_{01} , Δx_{02} , ..., Δx_{0n} , $\Delta x'_{01}$, $\Delta x'_{02}$, ..., $\Delta x'_{0n}$, равных смещениям функций преобразования соответствующих звеньев.

Применяя методику, рассмотренную ранее, получим абсолютную аддитивную погрешность

$$\Delta x_0 = \left(\frac{\Delta x_{01}}{k_1} + \frac{\Delta x_{02}}{k_1 k_2} + \dots + \frac{\Delta x_{0n}}{k_1 k_2 \dots k_n} \right) - (\beta_2 \beta_3 \dots \beta_m \Delta x'_{01} + \beta_3 \beta_4 \dots \beta_m \Delta x'_{02} + \dots + \Delta x'_{0m}). \quad (1.24)$$

Следует отметить, что средства измерений могут иметь комбинированные структурные схемы, как, например, показано на рис. 1.6.

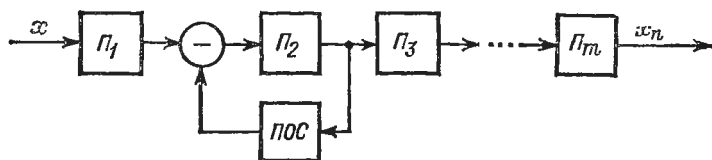


Рис. 1.6. Комбинированная структурная схема средства измерений

Принцип построения структурной схемы средства измерений влияет не только на рассмотренные характеристики (чувствительность, погрешность), но также на входные и выходные сопротивления, динамические свойства и др.

Методы уменьшения погрешностей. Статическая погрешность средств измерений в реальных условиях эксплуатации есть разность между статической реальной функцией преобразования средства измерений в момент измерения и номинальной характеристикой преобразования (при номинальных условиях) того же средства измерения. Задача уменьшения погрешности сводится к проблеме минимизации этой разности, что может быть выполнено двумя путями.

Первый путь состоит в том, что тем или иным способом обеспечивается неизменность во времени реальной функции преобразования средства измерения, ее независимость от изменения внешних факторов и близость к номинальной характеристике преобразования. Этот путь обеспечивается методами стабилизации реальной функции преобразования средства измерений.

Второй путь заключается в том, что в процессе эксплуатации средства измерений каким-либо способом оценивается отличие его статической реальной функции преобразования от номинальной характеристики преобразования и реальная функция преобразования изменяется так, чтобы она все время была близка к номинальной характеристике преобразования. Этому пути соответствуют методы автоматической коррекции погрешностей средств измерений.

Стабилизация реальной функции преобразования достигается как конструктивными и технологическими, так и структурными методами. Конструктивные и технологические методы предполагают: изготовление средств измерений из точных, стабильных элементов, параметры которых мало подвержены различным влияниям; применение стабильных материалов; термостатирование; магнитное и электрическое экранирование; стабилизацию источников питания и т. п.

К первой группе структурных методов стабилизации статической реальной характеристики относят методы отрицательной обратной связи. Как было показано, применение отрицательной обратной связи (компенсационного преобразования) снижает мультипликативные, а при некоторых условиях, и аддитивные погрешности. Уменьшается также погрешность нелинейности.

Ко второй группе структурных методов относят так называемые методы составных параметров. Суть этих методов в том, что вводятся дополнительные элементы, через которые влияющий фактор (возмущение) воздействует на реальную функцию преобразования в сторону, обратную воздействию того же фактора через основные элементы. Примерами методов составных параметров являются методы температурной (§ 3.4) и частотной (§ 3.5 и 3.6) компенсации электроизмерительных приборов.

Отличительным признаком методов автоматической коррекции погрешностей является обеспечение ими близости реальной функции преобразования средства измерений к номинальной функции путем изменения реальной функции под воздействием корректирующего сигнала, соответствующего разности между реальной и номинальной функциями преобразования.

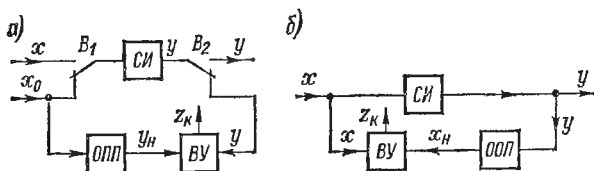


Рис. 1.7. Структурные схемы, поясняющие способы автоматической коррекции погрешностей

На рис. 1.7, а показана структурная схема, поясняющая метод образцовых сигналов, где СИ — средство измерений; ОПП — образцовый прямой преобразователь, имеющий функцию преобразования, равную номинальной функции преобразования СИ; ВУ — вычитающее устройство.

При подаче на второй вход СИ известного сигнала x_0 на выходе ВУ образуется сигнал коррекции $z_k = y - y_n$, определяемый разностью реальной и номинальной функций преобразования при $x = x_0$. Как видно, в этом случае процесс выделения сигнала z_k и процесс преобразования измеряемой величины разделяются во времени с помощью переключателей B_1 и B_2 .

На рис. 1.7, б приведена структурная схема, поясняющая метод обратного преобразования, где ООП — образцовый обратный преобразователь, имеющий функцию преобразования, обратную номинальной характеристике СИ. Разность $z_k = x_n - x$ выделяется вычитающим устройством ВУ и представляет собой корректирующий сигнал. В этом случае корректирующий сигнал выдается непрерывно.

Коррекция погрешности при использовании двух рассмотренных методов выявления корректирующего сигнала может осуществляться как путем самонастройки, так и введением поправок.

В первом случае корректирующий сигнал вызывает такое изменение параметров схемы СИ, при котором реальная функция преобразования СИ приближается к номинальной характеристике преобразования.

Во втором случае корректирующий сигнал формирует поправку к выходному сигналу, автоматически вводимую на выход СИ вместе с выходным сигналом СИ.

Рассмотренные способы автоматической коррекции погрешностей находят практическое применение в различных средствах измерений.

Средства измерений в динамическом режиме. При исследовании динамического режима средства измерений его структурная схема разбивается на звенья, как было указано в начале параграфа. Теоретическое исследование динамического режима обычно преследует две цели: исследование переходного процесса, характеристикой которого является время установления выходного сигнала, и определение динамической погрешности. В настоящем параграфе рассматриваются некоторые вопросы переходного процесса в средстве измерений¹ в предположении, что все звенья являются линейными, т. е. переходный процесс в звеньях описывается линейными дифференциальными уравнениями с постоянными коэффициентами. Кроме того, уравнения каждого звена — первого или второго порядка.

Рассмотрим структурную схему прямого преобразования (рис. 1.2). Составляя дифференциальные уравнения для каждого звена при скачкообразном изменении входного сигнала от нуля до значения x_c , получим, например, систему дифференциальных уравнений:

$$\begin{aligned} a_1 x_1' + x_1 &= k_1 x_c; \\ a_2 x_2'' + a_3 x_2' + x_2 &= k_2 x_1; \\ &\dots \dots \dots \\ a_n x_n'' + a_{n+1} x_n' + x_n &= k_n x_{n-1}. \end{aligned} \quad (1.25)$$

В этих уравнениях $a_1, a_2, \dots, a_{n+1}$; $k_1, k_2, \dots, k_n$ — постоянные коэффициенты (k_i — коэффициенты преобразования).

Решая совместно систему уравнений (1.25) относительно выходного сигнала и его производных, получим

$$b_1 x_n^{(N)} + b_2 x_n^{(N-1)} + \dots + b_m x_n = 1, \quad (1.26)$$

где $b_1, b_2, \dots, b_m$ — постоянные коэффициенты, зависящие от коэффициентов, входящих в систему уравнений (1.25) и от значения x_c . Решением уравнения (1.26) или исследованием его при помощи математической модели для решения уравнений можно определить время установления выходного сигнала и влияние на его значение отдельных звеньев и их параметров.

В гл. 3 рассмотрены характеристики переходного процесса для некоторых приборов. При исследовании средств измерений компенсационного преобразования (замкнутой структуры), например в соответствии со схемой рис. 1.4, необходимо аналогичным путем составить дифференциальное уравнение для выходного сигнала. Если цепь обратного преобразования обладает также инерционностью, то порядок дифференциального уравнения повышается и значения постоянных коэффициентов изменяются. Это означает, что характер переходного процесса от введения цепи обратного преобразования может существенно измениться. Оказывается, что в некоторых случаях в замкнутых структурах могут возникнуть незатухающие колебания, т. е. средство измерений не будет устойчивым в работе и пользоваться им будет нельзя. Потеря устойчивости определяет границу максимального значения глубины обратной связи. Устойчивость работы замкнутых структур (критерии устойчивости) рассматривается в теории автоматического регулирования, полностью приложимой к компенсационным средствам измерений.

1.4. Эталоны, образцовые и рабочие меры

Эталоны. Эталоном единицы физической величины называют средство измерений (или комплекс средств измерений), обеспечивающее воспроизведение и (или) хранение единицы с целью передачи ее размера нижестоящим по поверочной схеме средствам измерений. В зависимости от точности воспроизведения единицы изме-

¹ Динамическая погрешность рассматривается в гл. 2.

рений и назначения эталоны единиц разделяются на следующие: первичный эталон — эталон, обеспечивающий воспроизведение единицы с наивысшей в стране точностью; вторичный эталон — эталон, значение которого устанавливается по первичному эталону; государственный эталон — первичный или специальный эталон, утвержденный для страны в качестве исходного; рабочий эталон — эталон, применяемый для передачи размера единицы образцовым средствам измерений высшей точности, и в отдельных случаях — наиболее точным рабочим средствам измерений.

Работы, связанные с осуществлением эталонов абсолютных единиц физических величин¹, были начаты во Всесоюзном научно-исследовательском институте метрологии (ВНИИМ) им. Д. И. Менделеева в 1938 г. Практика показала, что наиболее удобными для хранения и передачи значений электрических единиц являются эталоны ома и вольты в виде групп катушек сопротивления и нормальных элементов, которые применялись в качестве эталонов до введения системы СИ. Для перехода к воспроизведению абсолютных электрических единиц требовалось определить значения существовавших ранее эталонов методами, при которых непосредственно измеряемыми величинами являются длина, масса и время, а определяемая величина вычисляется по формулам, связывающим ее с основными величинами.

Абсолютные измерения силы тока выполняются при помощи токовых весов. Ампер есть сила неизменяющегося тока, который, проходя по двум параллельным прямолинейным проводникам бесконечной длины и ничтожно малого сечения, расположенным на расстоянии 1 м один от другого в вакууме, вызывает между этими проводниками силу, равную $2 \cdot 10^{-7}$ Н на каждый метр длины.

В соответствии с определением ампера эталон тока выполняется с использованием электродинамического взаимодействия двух токов. Сила этого взаимодействия измеряется с помощью весов, называемых токовыми.

Токовые весы, схематически показанные на рис. 1.8, основаны на измерении силы электродинамического взаимодействия двух соединенных последовательно соленоидов K_1 и K_2 , обтекаемых током. Для любой конфигурации взаимодействующих контуров, обтекаемых токами I_1 и I_2 , сила взаимодействия F выражается формулой:

$$F = I_1 I_2 \frac{\partial M}{\partial x}.$$

При $I_1 = I_2 = I$ и при равновесии весов

$$I = \sqrt{\frac{F}{\frac{\partial M}{\partial x}}} = \sqrt{\frac{mg}{\frac{\partial M}{\partial x}}}, \quad (1.27)$$

¹ Абсолютные единицы физических величин и абсолютные системы единиц — единицы и системы единиц, основанные на единицах длины, массы и времени.

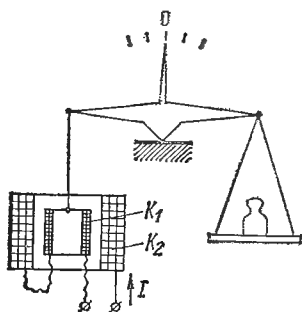


Рис. 1.8. Токовые весы

где m — масса уравнивающей гири; g — ускорение силы тяжести; M — взаимная индуктивность соленоидов; x — текущая координата — перемещение соленоида K_1 .

Так как M зависит лишь от геометрической формы, размеров соленоидов и их взаимного расположения, значение силы тока с помощью токовых весов определяется через основные единицы длины, массы и времени. Токовые весы, созданные во ВНИИМ им. Д. И. Менделеева, воспроизводят единицу силы тока со среднеквадратическим отклонением результата измерения, не превышающим $4 \cdot 10^{-6}$.

Практика электроприборостроения требует повышения точности воспроизведения единицы тока или э. д. с. Использование фундаментальных физических констант и соответствующих явлений для построения эталонов электрических величин может привести к существенно лучшим результатам. Сейчас изучается возможность построения эталона единицы э. д. с. вольта на основе эффекта Джозефсона. Эффект этот состоит в том, что в узле сверхпроводник — диэлектрик — сверхпроводник, названном узлом Джозефсона, при облучении его высокочастотным электромагнитным полем частотой ω и при прохождении через него тока возникает некоторое падение напряжения U . При увеличении тока это падение напряжения растёт скачками, определёнными квантом магнитного потока, равным отношению $h/(2e)$, где h — постоянная Планка; e — заряд электрона.

Суммарное падение напряжения на узле Джозефсона равно

$$U = n \frac{h}{2e} \omega, \quad (1.28)$$

где n — число скачков напряжения.

Исследование погрешности воспроизведения единицы э. д. с. вольта, на основании уравнения (1.28), показали, что значение погрешности может составить $(1 \div 2) \cdot 10^{-7}$, т. е. более чем на порядок меньше погрешности токовых весов.

Эталон — это национальное достояние страны, требующее постоянного совершенствования. Советский Союз располагает комплексом государственных первичных и специальных эталонов для всех основных видов измерений. Это эталоны единиц массы, длины, времени, температуры, давления, электрических и магнитных величин, ионизирующих излучений и многие другие.

Эталонные установки, как правило, представляют собой сложные инженерно-технические комплексы, в которых использованы самые последние научные и технические достижения.

Образцовые и рабочие меры. Образцовыми мерами являются меры, служащие для поверки по ним других средств измерений и утвержденные в качестве образцовых. Образцовой мерой э. д. с. является нормальный элемент. Его э. д. с. отличается от 1 В, но точно известна. Последнее достигается подбором составных частей элемента из строго определенных по химическому составу веществ, точной их дозировкой и строго однообразной конструкцией. Этим при правильном использовании элемента обеспечивается весьма большое постоянство его э. д. с. и точно известная зависимость ее от температуры.

Нормальные элементы подразделяются на элементы с раствором сернокислого кадмия, насыщенным при температурах применения элемента, и элементы с раствором сернокислого кадмия, не насыщенным при температурах выше $+4^\circ\text{C}$.

Устойчивость элемента с ненасыщенным раствором значительно ниже устойчивости нормального элемента с насыщенным раствором, так как от действия электрического тока изменятся концентрация его электролита, а следовательно, и э. д. с. Преимущество элемента с ненасыщенным раствором заключается в меньшем внутреннем сопротивлении (около 300 Ом) и очень малом температурном коэффициенте, который при изменении температуры в пределах от 10 до 40 °C не превышает 15 мкВ на 1 К; температурный коэффициент элемента с насыщенным раствором приблизительно в четыре раза больше. Изменение э. д. с. нормального элемента с насыщенным раствором в зависимости от колебаний окружающей температуры можно учесть по эмпирической формуле

$$E_t = E_{20} - 40,6 \cdot 10^{-6} (t - 20) - 0,95 \cdot 10^{-6} (t - 20)^2 + + 0,01 \cdot 10^{-6} (t - 20)^3, \quad (1.29)$$

где E_t — э. д. с. нормального элемента в вольтах при температуре t °C; E_{20} — э. д. с. нормального элемента в вольтах при температуре 20 °C.

В зависимости от точности определения э. д. с. и ее стабильности нормальные элементы подразделяются на классы.

При применении нормальных элементов следует соблюдать ряд предосторожностей: нормальные элементы нельзя трясти и опрокидывать, они должны быть защищены от солнечных лучей, от действия сильных источников света и теплоты. Хранить их необходимо при возможно более постоянной температуре.

Нормальные элементы обладают рядом недостатков, к которым относятся малый ток нагрузки, невозможность работы в условиях вибрации, необходимость внесения расчетных поправок на температуру окружающей среды. В настоящее время успешно применяются выпрямители переменного тока с полупроводниковыми стабилизаторами постоянного напряжения, которые могут во многих случаях играть роль образцовых источников постоянного напряжения.

Примером технической реализации стабилизированного источника напряжения является серийно выпускаемый источник ИСП-20, у которого при колебаниях питающего напряжения на $\pm 20\%$ выходное напряжение на нагрузке 400 Ом остается постоянным в пределах $(2,00 \pm 0,01)$ В. Стабилизаторы указанного типа используются, в частности, в схемах автоматических потенциометров в качестве источника образцового напряжения, при этом отпадает необходимость применения нормального элемента.

В практике измерений, а также при поверке и градуировке измерительных приборов пользуются образцовыми мерами сопротивления. Образцовые меры сопротивления выполняются в виде катушек на одно значение сопротивления $10^{\pm n}$ Ом, где n — целое число.

Образцовые катушки снабжаются двумя парами зажимов, два из которых называются токовыми и предназначены для включения образцовой катушки в цепь тока, два других называются потенциальными. Сопротивление между потенциальными зажимами равно номинальному сопротивлению образцовой катушки. К потенциаль-

ним зажимам присоединяются провода, идущие к измерительной схеме.

К материалу, из которого изготавливаются обмотки, предъявляются следующие требования:

- 1) возможно большее удельное сопротивление;
- 2) наименьший температурный коэффициент и термо-э. д. с. в паре с другими металлами (в особенности с медью);
- 3) устойчивость металла провода против окисления.

Этим требованиям лучше всего удовлетворяет марганец.

Образцовые катушки сопротивления от 0,01 до 0,001 Ом изготавливаются из марганциновой ленты или из пластин, а 0,0001 Ом — из широких и сравнительно тонких лент (для лучшего охлаждения); катушки сопротивления выше 0,01 Ом делаются из проволоки.

Высокоомные марганциновые образцовые сопротивления делаются на значения до 10^7 Ом с погрешностью $\pm 0,0003\%$ (10^6 Ом) и $\pm 0,001\%$ (10^7 Ом). На большие сопротивления (10^7 — 10^{10} Ом) меры сопротивления делаются на основе марганцинового микропровода в стеклянной изоляции (погрешности от $\pm 0,02$ до $\pm 0,05\%$).

В зависимости от погрешности образцовых мер сопротивлений и других характеристик (изменения сопротивления с течением времени, допустимой мощности и др.) образцовые меры сопротивления делятся на классы точности, для которых погрешности и другие характеристики устанавливаются соответствующими стандартами.

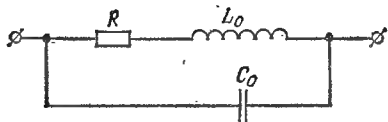


Рис. 1.9. Эквивалентная электрическая схема катушки сопротивления

особенно при повышенной частоте, то для того чтобы значение сопротивления катушек не изменялось с изменением частоты тока, собственная емкость и самоиндукция их должны быть ничтожно малыми. В первом приближении эквивалентную схему катушек сопротивления можно представить в виде схемы рис. 1.9. Полное сопротивление катушки с учетом индуктивности L_0 и распределенной емкости C_0 для схемы рис. 1.9

$$Z = \frac{R}{(1 - \omega^2 L_0 C_0)^2 + \omega^2 C_0^2 R^2} + j\omega \frac{L_0 - R^2 C_0 - \omega^2 L_0 C_0}{(1 - \omega^2 L_0 C_0)^2 + \omega^2 C_0^2 R^2}.$$

Обычно значения L_0 и C_0 очень малы, так что даже при звуковых частотах члены, содержащие $L_0 C_0$ и C_0^2 остаются малыми по сравнению с единицей. Поэтому приближенно полное сопротивление Z может быть выражено формулой:

$$Z \approx R + j\omega (L_0 - R^2 C_0).$$

Степень безреактивности катушки обычно характеризуется так называемой постоянной времени, под которой понимается величина

$$\tau = \frac{L_0 - R^2 C_0}{R}. \quad (1.30)$$

Наименьшей постоянной времени (примерно $+0,5 \cdot 10^{-8}$ с) обладают образцовые катушки сопротивления на номинальные значения до 10 Ом. У образцовых катушек сопротивления на номинальное значение 100 000 Ом постоянная времени составляет примерно $-2,5 \cdot 10^{-6}$ с.

В лабораторных условиях получили большое распространение так называемые магазины сопротивлений, которые при помощи переключающих устройств позволяют² получить сопротивления различного значения. В зависимости от конструкции переключающего устройства магазины сопротивлений делятся на штепсельные и рычажные.

В паспортах магазинов сопротивлений обычно указываются допустимые погрешности магазина, допустимый ток, нагрузка в ваттах на катушку (обычно 1 Вт) и частотный диапазон.

Образцовые катушки индуктивности и взаимной индуктивности обычно изготавливаются в виде катушек из изолированной тонкой проволоки, намотанной на каркас.

Катушки должны обладать постоянством индуктивности, малым активным сопротивлением, независимостью индуктивности от тока и возможно малой зависимостью индуктивности от частоты тока.

Одной из характеристик катушек является постоянная времени, выражаемая отношением индуктивности катушки к активному сопротивлению обмотки. Чем больше постоянная времени, тем катушка индуктивности доброкачественнее. Обычно постоянная времени катушек лежит в пределах от 1 до 10 мс.

Измерительные катушки индуктивности выпускаются пяти номинальных значений (1; 0,1; 0,01; 0,001; 0,0001 Гн) и предназначены для работы в цепях переменного тока частотой до 10 000 Гц.

Катушки взаимной индуктивности состоят из двух обмоток, жестко укрепленных на общем каркасе. Одной из характеристик катушек взаимной индуктивности является фазовая погрешность, характеризующаяся углом, на который сдвиг фаз между индуктированной э. д. с. и током отличается от 90°. Фазовая погрешность обычно не превышает 10°.

Катушки взаимной индуктивности делают для двух номинальных значений (0,01 и 0,001 Гн) и предназначены для работы в цепях переменного тока с частотой до 10 000 Гц.

Находят применение катушки переменной индуктивности и взаимной индуктивности. Очень удобны для измерительных схем магазины индуктивностей, которые представляют собой набор катушек индуктивности.

Образцовые меры емкостей должны обладать постоянством емкости и малым температурным коэффициентом, весьма малыми потерями энергии в диэлектрике, независимостью емкости от частоты и формы кривой тока и высокими сопротивлением и прочностью изоляции. Этим требованиям в наибольшей мере отвечают конденсаторы, у которых диэлектриком служит воздух или какой-либо газ. Однако воздушные конденсаторы имеют большие размеры и практически применяются лишь в тех случаях, когда требуется значение емкости не более 11 000 пФ. Конденсаторы с воздушным диэлектриком выпускаются на различные номиналы в пределах от 50 до 4000 пФ.

Одиночные конденсаторы с газовым диэлектриком применяют для измерений в цепях высокого напряжения. В качестве заполняющего газа обычно применяют углекислый газ или азот (иногда применяют фреон и элегаз, отличающиеся повышенной пробивной прочностью) под давлением примерно 10^6 Па. При таких давлениях пробивная прочность газа велика. Это позволяет создавать конденсаторы малых размеров для работы при высоких напряжениях (десятки и сотни киловольт).

Кроме воздушных конденсаторов, применяемых как меры малых значений емкости, в качестве образцовых и рабочих мер емкости больших значений часто применяются слюдяные конденсаторы. Тангенс угла потерь слюдяных конденсаторов примерно 10^{-4} , температурный коэффициент емкости примерно $5 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$. Слюдяные конденсаторы выпускаются в виде отдельных мер с постоянным значением емкости или в виде магазинов емкостей. Магазины емкостей применяются двух типов: штепсельные и рычажные.

1.5. Классификация измерений

Общие замечания. Электрические измерения весьма разнообразны. Это объясняется множеством измеряемых электрических и неэлектрических величин, различным характером их изменения во времени, различными требованиями к точности измерений, различными способами получения результата измерения и другими факторами.

Рассмотрим классификацию измерений, наиболее важную для теории и практики электрических измерений. К такой классификации можно отнести классификацию измерений с методологической точки зрения, т. е. в зависимости от общих приемов получения результатов измерений (виды или классы измерений), классификацию измерений в зависимости от использования принципов и средств измерений (методы измерений) и классификацию измерений в зависимости от динамики измеряемых величин.

Виды электрических измерений. В зависимости от общих приемов получения результата измерения делятся на следующие виды: прямые, косвенные и совместные.

К **прямым** измерениям относятся те, результат которых получается непосредственно из опытных данных. Прямое измерение условно можно выразить формулой

$$Y = X, \quad (1.31)$$

где Y — искомое значение измеряемой величины; X — значение, непосредственно получаемое из опытных данных.

К этому виду измерений относятся измерения различных физических величин при помощи приборов, градуированных в установленных единицах. Например, измерения силы тока амперметром, температуры — термометром и т. д. К этому виду измерений относятся и измерения, при которых искомое значение величины определяется непосредственным сравнением ее с мерой.

Применяемые средства и простота (или сложность) эксперимента при отнесении измерения к прямому не учитываются.

Косвенным называется такое измерение, при котором искомое значение величины находят на основании известной зависимости между этой величиной и величинами, подвергаемыми прямым измерениям. При косвенных измерениях числовое значение

измеряемой величины определяется путем вычисления по формуле

$$Y = F(X_1, X_2, \dots, X_n), \quad (1.32)$$

где Y — искомое значение измеряемой величины; $X_1, X_2, \dots, X_n$ — значения измеренных величин.

В качестве примера косвенных измерений можно указать на измерение мощности в цепях постоянного тока амперметром и вольтметром.

Совместными измерениями называются такие, при которых искомые значения разноименных величин определяются путем решения системы уравнений, связывающих значения искомых величин с непосредственно измеренными величинами, т. е. путем решения системы уравнений:

$$\left. \begin{aligned} F_1(Y_1, Y_2, Y_3, \dots, X_1^I, X_2^I, X_3^I, \dots) &= 0; \\ F_2(Y_1, Y_2, Y_3, \dots, X_1^{II}, X_2^{II}, X_3^{II}, \dots) &= 0; \\ &\dots \dots \dots \end{aligned} \right\} \quad (1.33)$$

В уравнениях (1.33) $Y_1, Y_2, Y_3, \dots$ — искомые величины; $X_1, X_2, X_3, \dots$ — непосредственно измеренные величины.

В качестве примера совместных измерений можно привести определение коэффициентов в формуле, связывающей сопротивление резистора с его температурой:

$$R_t = R_{20} [1 + \alpha(t - 20) + \beta(t - 20)^2],$$

где R_t — сопротивление резистора при температуре t °C; R_{20} — сопротивление резистора при температуре 20 °C; α, β и R_{20} — искомые величины.

Измеряя сопротивление резистора при различных температурах (t_1, t_2 и t_3), определяемых по термометру, получим систему уравнений:

$$\begin{aligned} R_t^I &= R_{20} [1 + \alpha(t_1 - 20) + \beta(t_1 - 20)^2]; \\ R_t^{II} &= R_{20} [1 + \alpha(t_2 - 20) + \beta(t_2 - 20)^2]; \\ R_t^{III} &= R_{20} [1 + \alpha(t_3 - 20) + \beta(t_3 - 20)^2]. \end{aligned}$$

Решая эту систему уравнений, найдем значения искомых величин: R_{20}, α и β .

Методы электрических измерений. В зависимости от совокупности приемов использования принципов и средств измерений все методы делятся на метод непосредственной оценки и методы сравнения.

Сущность метода непосредственной оценки заключается в том, что о значении измеряемой величины судят по показанию одного (прямые измерения) или нескольких (косвенные измерения) приборов, заранее проградуированных в единицах измеряемой величины или в единицах других величин, от которых зависит измеряемая величина. Простейшим примером метода непосредственной оценки может служить измерение какой-либо величины одним прибором, шкала которого проградуирована в соответствующих единицах.

Вторая большая группа методов электрических измерений объединена под общим названием методов сравнения. К ним

относятся все те методы электрических измерений, при которых измеряемая величина сравнивается с величиной, воспроизводимой мерой. Таким образом, отличительной чертой методов сравнения является непосредственное участие мер в процессе измерения.

Методы сравнения делятся на следующие: нулевой, дифференциальный, замещения и совпадения.

Нулевой метод — это метод сравнения измеряемой величины с мерой, при котором результирующий эффект воздействия величин на индикатор доводится до нуля. Таким образом, при достижении равновесия наблюдается исчезновение определенного явления, например тока в участке цепи или напряжения на нем, что может быть зафиксировано при помощи служащих для этой цели приборов — нуль-индикаторов. Вследствие высокой чувствительности нуль-индикаторов, а также потому, что меры могут быть выполнены с большой точностью, получается и большая точность измерений. Примером применения нулевого метода может быть измерение электрического сопротивления мостом с полным его уравниванием.

При *дифференциальном методе*, так же как и при нулевом, измеряемая величина сравнивается непосредственно или косвенно с мерой, а о значении измеряемой величины в результате сравнения судят по разности одновременно производимых этими величинами эффектов и по известной величине, воспроизводимой мерой. Таким образом, в дифференциальном методе происходит неполное уравнивание измеряемой величины, и в этом заключается отличие дифференциального метода от нулевого. Дифференциальный метод сочетает в себе часть признаков метода непосредственной оценки и часть признаков нулевого метода. Он может дать весьма точный результат измерения, если только измеряемая величина и мера мало отличаются друг от друга. Например, если разность этих двух величин равна 1% и измеряется с погрешностью до 1%, то тем самым погрешность измерения искомой величины уменьшается до 0,01%, если не учитывать погрешности меры. Примером применения дифференциального метода может служить измерение вольтметром разности двух напряжений, из которых одно известно с большой точностью, а другое является искомой величиной.

Метод замещения заключается в поочередном измерении искомой величины прибором и измерении этим же прибором меры, воспроизводящей однородную с измеряемой величину. По результатам двух измерений может быть вычислена искомая величина. Вследствие того что оба измерения делаются одним и тем же прибором в одинаковых внешних условиях, а искомая величина определяется по отношению показаний прибора, в значительной мере уменьшается погрешность результата измерения. Так как погрешность прибора обычно неодинакова в различных точках шкалы, наибольшая точность измерения получается при одинаковых показаниях прибора. Примером применения метода замещения может быть измерение сравнительно большого электрического сопротивления на постоянном токе путем поочередного измерения силы

тока, протекающего через контролируемый резистор и образцовый. Питание цепи при измерениях должно производиться от одного и того же источника тока. Сопротивление источника тока и прибора, измеряющего ток, должно быть очень мало по сравнению с измеряемым и образцовым сопротивлениями.

Метод совпадений — это такой метод, при котором разность между измеряемой величиной и величиной, воспроизводимой мерой, измеряют, используя совпадение отметок шкал или периодических сигналов. Этот метод широко применяется в практике неэлектрических измерений. Примером может служить измерение длины штангенциркулем с нониусом. В электрических измерениях в качестве примера можно привести измерение частоты вращения тела стробоскопом.

Укажем еще классификации измерений по признаку изменения во времени измеряемой величины.

В зависимости от того, изменяется ли измеряемая величина во времени или остается в процессе измерения неизменной, различают статические и динамические измерения. Статическими называются измерения постоянных или установившихся значений. К ним относятся и измерения действующих и амплитудных значений величин, но в установившемся режиме.

Если измеряются мгновенные значения изменяющихся во времени величин, то измерения называются динамическими. Если при динамических измерениях средства измерений позволяют непрерывно следить за значениями измеряемой величины, такие измерения называются непрерывными.

Можно осуществить измерения какой-либо величины путем измерений ее значений в некоторые моменты времени t_1 , t_2 и т. д. В результате окажутся известными не все значения измеряемой величины, а лишь значения в выбранные моменты времени. Такие измерения называются дискретными.

ГЛАВА ВТОРАЯ

ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЙ И ОБРАБОТКА РЕЗУЛЬТАТОВ ИЗМЕРЕНИЙ

2.1. Основные понятия

Определение и виды погрешностей. Результаты измерения той или иной физической величины дают лишь приближенное ее значение. Отклонение результата измерения от истинного значения измеряемой величины называют погрешностью измерения. Однако поскольку истинное значение измеряемой величины остается неизвестным, взамен истинного значения принимают так называемое

действительное значение, под которым понимают значение измеряемой величины, найденное экспериментальным путем и настолько приближающееся к истинному значению, что может быть использовано вместо него. По этой причине на практике можно найти лишь приближенную оценку погрешности измерения.

Иногда для характеристики результата измерения пользуются термином «точность измерений», под которым понимают качество измерения, отражающее близость его результата к действительному значению измеряемой величины. Высокая точность измерений соответствует малой погрешности измерения.

Погрешность, выраженная в единицах измеряемой величины, называется абсолютной погрешностью, а отношение абсолютной погрешности измерения к истинному значению измеряемой величины — относительной погрешностью; относительная погрешность может быть выражена в процентах.

Практически обычно пользуются приближенным значением относительной погрешности, беря отношение абсолютной погрешности к действительному или измеренному значению. Погрешности считаются положительными, если результат измерения превышает действительное значение. В противном случае погрешности являются отрицательными.

В зависимости от характера изменения погрешности различают:

- 1) систематические погрешности — погрешности, остающиеся постоянными или закономерно изменяющиеся при повторных измерениях одной и той же величины;
- 2) случайные погрешности — погрешности, изменяющиеся случайным образом при повторных измерениях одной и той же величины.

Кроме перечисленных погрешностей измерения, встречается так называемая грубая погрешность измерения, существенно превышающая ожидаемую при данных условиях погрешность. Иногда грубую погрешность измерения называют также промахом. Примером промахов могут быть неправильные отсчеты показаний средств измерений и др. Грубые погрешности измерения выявляются при обработке методами теории вероятностей повторных измерений и должны быть отброшены как не заслуживающие доверия.

Систематические погрешности. Наличие систематических погрешностей может быть обнаружено путем анализа условий проведения эксперимента или повторными измерениями одной и той же величины разными методами или приборами. Систематические погрешности разделяются на постоянные, т. е. погрешности, сохраняющие при повторных измерениях свой знак и значение, и переменные погрешности, изменяющиеся по определенному закону. Примером постоянной систематической погрешности может быть погрешность, обусловленная несоответствием действительного значения меры, с помощью которой производится измерение, ее номинальному значению. Примером переменной систематической погрешности может быть погрешность от постоянного изменения на-

пряжения вспомогательного источника питания (разряд аккумулятора или элемента), если результат измерения зависит от значения этого напряжения. Для учета и исключения систематических погрешностей необходимо располагать возможно полными данными о наличии отдельных видов погрешностей и о причинах их возникновения. Систематические погрешности могут быть в значительной степени исключены или уменьшены устранением источников погрешностей или введением поправок, устанавливаемых на основании предварительного изучения погрешностей, путем проверки мер и приборов, используемых при измерении, введением поправочных формул и кривых, выражающих зависимость показаний приборов от внешних условий (например, температуры) и т. д. Систематические погрешности могут быть также исключены путем нескольких проведенных определенным образом измерений. Одним из таких приемов является метод замещения. Возможны и другие приемы исключения систематических погрешностей. Применение того или иного способа устранения систематических погрешностей зависит от требуемой точности, условий проведения эксперимента, наличия поправочных формул и других причин.

Рассмотрим пример, иллюстрирующий практические приемы учета и уменьшения систематических погрешностей измерения. Допустим, что необходимо измерить с возможно большей точностью э. д. с. некоторого источника постоянного тока, имеющего внутреннее сопротивление около 20 Ом. Для измерения имеется вольтметр постоянного тока класса точности 0,5, имеющий пределы измерения 0 — 1,5—15—150—1500 В. Шкала прибора имеет 150 равномерных делений с зеркальным отсчетом. Ток полного отклонения указателя прибора равен 3 мА. Измерение производится в помещении с нормальными для работы прибора условиями. Допустим, что результатом измерения явилось напряжение, равное 0,975 В, которое наблюдающий записал по шкале 1,5 В, с точностью до половины цены деления шкалы, равной 0,01 В.

Анализируя возможные причины появления составляющих погрешности измерения, можно установить следующее. Имеется систематическая составляющая погрешности метода измерения, вызванная потреблением мощности вольтметром. Так как при показании прибора 0,975 В ток через прибор примерно равен 2 мА, то составляющая этой погрешности может быть приблизительно равна $-0,04$ В. Погрешность результата измерения может быть значительно уменьшена введением поправки, равной $+0,04$ В, т. е. за значение э. д. с. элемента следует принять 1,015 В.

Случайные погрешности. Случайные погрешности обнаруживаются при многократном измерении искомой величины, когда повторные измерения проводятся одинаково тщательно и, казалось бы, при одних и тех же условиях. Влияние случайных погрешностей на результат измерения можно уменьшить путем обработки результатов измерений методами теории вероятностей.

Результат измерения всегда содержит как систематическую, так и случайную погрешности. Поэтому погрешность результата измерения в общем случае нужно рассматривать как случайную величину, тогда систематическая погрешность есть математическое ожидание этой величины, а случайная погрешность — центрированная случайная величина.

2.2. Вероятностные оценки ряда наблюдений

Законы распределения. При выполнении повторных измерений одной и той же измеряемой величины легко убедиться, что результаты отдельных измерений отличаются друг от друга. Это отличие объясняется действием погрешностей, являющихся, как было отмечено, случайными величинами. Полным описанием случайной величины, а следовательно и погрешности, является ее закон распределения. Этим законом распределения и определяется характер появления различных результатов отдельных измерений в ряду наблюдений.

В практике электрических измерений встречаются различные законы распределения. Одним из наиболее распространенных законов распределения погрешностей является нормальный закон (Гаусса), который базируется на центральной предельной теореме теории вероятностей¹.

Математически нормальное распределение случайных погрешностей может быть представлено формулой

$$w(\delta) = \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{\delta^2}{2\sigma^2}}, \quad (2.1)$$

где $w(\delta)$ — плотность вероятности случайной погрешности δ ; σ — среднее квадратическое отклонение.

Характер кривых, описываемых уравнением (2.1)

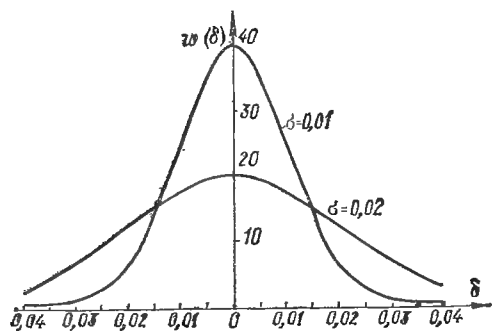


Рис. 2.1. Закон нормального распределения случайных погрешностей

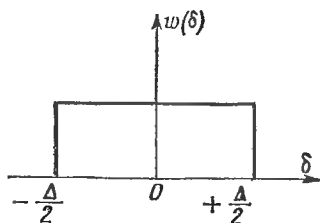


Рис. 2.2. Закон равномерной плотности

для двух значений σ , показан на рис. 2.1. Из этих кривых видно, что чем меньше σ , тем чаще встречаются малые случайные погрешности, т. е. тем точнее выполнены измерения.

Кроме нормального закона распределения погрешностей в практике электрических измерений сравнительно часто встречается закон

¹ Эту теорему для случая описания погрешностей можно трактовать так: если имеется достаточно большое число независимых причин возникновения погрешностей, то результатом действия этих причин будет погрешность, распределенная по нормальному закону, если ни одна из этих причин не является существенно преобладающей над остальными.

равномерной плотности. При измерении какой-либо величины прибором всегда существуют некоторые границы неопределенности, например, определяемые основной погрешностью прибора. В пределах этих границ невозможно установить значение измеряемой величины, которое в пределах границ может быть различным, причем эти значения могут оказаться равновероятными.

На рис. 2.2 показан закон равномерной плотности. Аналитически он может быть записан так:

$$\begin{aligned} w(\delta) &= \frac{1}{\Delta} \quad \text{при} \quad -\frac{\Delta}{2} \leq \delta \leq +\frac{\Delta}{2}; \\ w(\delta) &= 0 \quad \text{при} \quad \delta < -\frac{\Delta}{2} \text{ и } \delta > +\frac{\Delta}{2}, \end{aligned} \quad (2.2)$$

где $w(\delta)$ — плотность распределения погрешности в интервале от $-\frac{\Delta}{2}$ до $+\frac{\Delta}{2}$.

В практике измерений встречаются и другие законы распределения, которые могут быть установлены на основании статистической обработки опытных данных. Некоторые из наиболее часто встречающихся законов распределения приведены в ГОСТ 8.011—72 «Показатели точности измерений и формы представления результатов измерений».

Основные характеристики законов распределения. Основными характеристиками законов распределения являются математическое ожидание и дисперсия. Математическое ожидание ряда наблюдений есть величина, относительно которой рассеиваются результаты отдельных измерений. Если систематическая погрешность отсутствует, и разброс результатов отдельных измерений обусловлен только случайной погрешностью, то математическим ожиданием такого ряда наблюдений будет истинное значение измеряемой величины. Если же результаты отдельных измерений кроме случайной погрешности содержат постоянную систематическую погрешность, то математическое ожидание ряда наблюдений будет смещено от истинного значения измеряемой величины на значение систематической погрешности.

Дисперсия ряда наблюдений характеризует степень рассеивания (разброса) результатов отдельных наблюдений вокруг математического ожидания. Чем меньше дисперсия, тем меньше разброс отдельных результатов, тем точнее выполнены измерения. Следовательно, дисперсия может служить характеристикой точности проведенных измерений. Однако дисперсия выражается в единицах в квадрате измеряемой величины. Поэтому в качестве характеристики точности ряда наблюдений наиболее часто применяют среднее квадратическое отклонение σ , равное корню квадратному из дисперсии с положительным знаком и выражаемое в единицах измеряемой величины. Среднее квадратическое отклонение, отнесенное к значению измеряемой величины, может быть выражено

в относительных единицах или в процентах. Если результаты отдельных измерений содержат постоянную систематическую погрешность (в частном случае равную нулю), то разброс отдельных результатов относительно математического ожидания происходит только под действием случайной погрешности. В этом случае дисперсия ряда наблюдений равна дисперсии случайной погрешности.

Оценки основных характеристик ряда наблюдений. Обычно математическое ожидание и среднее квадратическое отклонение ряда наблюдений неизвестны. В этом случае их приходится оценивать по результатам полученного ряда наблюдений.

Оценка математического ожидания ряда наблюдений. Как следует из теории вероятностей, оценкой математического ожидания ряда наблюдений может служить среднее арифметическое результатов отдельных наблюдений

$$A_{\text{ср}} = \frac{a_1 + a_2 + \dots + a_n}{n} = \frac{\sum_n a_i}{n}, \quad (2.3)$$

где $a_1, a_2, \dots, a_n$ — результаты отдельных наблюдений; n — число наблюдений.

Отклонение между каждым из отдельных значений и средним арифметическим (разности $\rho_1 = a_1 - A_{\text{ср}}$; $\rho_2 = a_2 - A_{\text{ср}}$; $\dots$; $\rho_n = a_n - A_{\text{ср}}$) называется случайным отклонением результата наблюдения (или остаточной погрешностью) и может иметь как положительный, так и отрицательный знак.

Одним из свойств среднего арифметического является то, что алгебраическая сумма остаточных погрешностей равна нулю, т. е. $\sum \rho_i = 0$; этим следует пользоваться для контроля правильности подсчета $A_{\text{ср}}$. При неограниченно большом числе наблюдений $A_{\text{ср}}$ стремится к математическому ожиданию ряда наблюдений.

Оценка дисперсии ряда наблюдений, согласно теории вероятностей, может быть выражена через остаточные погрешности формулой

$$S^2 = \frac{\rho_1^2 + \rho_2^2 + \dots + \rho_n^2}{n-1} = \frac{\sum_n \rho_i^2}{n-1}. \quad (2.4)$$

Оценкой среднего квадратического отклонения ряда наблюдений будет $\sqrt{S^2}$, т. е. S с положительным знаком.

При неограниченно большом числе наблюдений (практически при $n > 30$) оценки S^2 и S совпадают соответственно с дисперсией и средним квадратическим отклонением ряда наблюдений.

2.3. Вероятностные оценки погрешности результата измерений на основании ряда наблюдений

Измерения физических величин могут быть произведены с различной точностью. Иногда оказывается вполне достаточным знание приближенного значения измеряемой величины, полученного, на-

пример, по показанию прибора невысокой точности. Однако во многих научных исследованиях при измерениях преследуется цель определения измеряемой величины с высокой точностью, для чего необходимо дать оценку погрешности результата измерения или установить границы искомого параметра. Эту оценку можно получить на основании обработки результатов наблюдений.

Целью обработки результатов наблюдений является установление действительного значения измеряемой величины, которое может быть принято вместо истинного значения измеряемой величины, и степени близости действительного значения к истинному.

Действительное значение, как результат обработки отдельных наблюдений, содержащих случайные погрешности, само по себе неизбежно содержит случайную погрешность. Поэтому степень близости действительного и истинного значения измеряемой величины нужно оценивать с позиций теории вероятностей. Такой оценкой является доверительный интервал.

Доверительный интервал и доверительная вероятность. Если известен закон распределения погрешностей, можно определить вероятность появления погрешности δ , не выходящей за некоторые принятые границы. Этот интервал называют доверительным интервалом, а характеризующую его вероятность — доверительной вероятностью. В практике измерений применяют различные значения доверительной вероятности, например: 0,90; 0,95; 0,98; 0,99; 0,9973 и 0,999. Доверительный интервал и доверительную вероятность выбирают в зависимости от конкретных условий измерений. Так, например, при нормальном законе распределения случайных погрешностей со средним квадратическим отклонением σ часто пользуются доверительным интервалом от $+3\sigma$ до -3σ , для которого доверительная вероятность равна 0,9973. Такая доверительная вероятность означает, что в среднем из 370 случайных погрешностей только одна погрешность по абсолютному значению будет больше 3σ . Так как на практике число отдельных измерений редко превышает несколько десятков, появление даже одной случайной погрешности, большей, чем 3σ , будет маловероятным событием, наличие же двух подобных погрешностей почти невозможно. Это позволяет с достаточным основанием утверждать, что все возможные случайные погрешности измерения, распределенные по нормальному закону, практически не превышают по абсолютному значению 3σ (правило «трех сигм»).

Доверительный интервал (ГОСТ 8.011—72) является одной из основных форм выражения точности измерений. Одну из форм представления результата измерения этот ГОСТ устанавливает в следующем виде:

$$A; \Delta \text{ от } \Delta_n \text{ до } \Delta_v; P,$$

где A — результат измерения (действительное значение) в единицах измеряемой величины; Δ , Δ_n , Δ_v — соответственно погрешность

измерения с нижней и верхней ее границами в тех же единицах¹; P — установленная вероятность, с которой погрешность измерения находится в этих границах.

ГОСТ 8.011—72 допускает и другие формы представления результата измерения, однако любая из этих форм должна содержать необходимые данные, на основании которых может быть определен доверительный интервал для погрешности результата измерения.

В общем случае доверительный интервал может быть установлен, если известен вид закона распределения погрешности и основные характеристики этого закона.

Оценка погрешности результата измерений. Для правильной оценки результата измерений и его погрешности необходимо производить обработку результатов отдельных наблюдений ряда в следующем порядке.

1. Оценить и исключить систематическую погрешность из каждого отдельного результата ряда наблюдений, получив таким образом исправленный ряд наблюдений, не содержащий систематических погрешностей.

2. Для исправленного ряда наблюдений оценить основные его характеристики (математическое ожидание и среднее квадратическое отклонение²).

3. Найти результат измерения (действительное значение измеряемой величины) и оценку среднего квадратического отклонения погрешности результата измерения.

4. Определить вид закона распределения оценки погрешности результата измерения и найти доверительный интервал для этой погрешности.

Рассмотрим наиболее характерные случаи обработки результатов наблюдений при различных видах измерений.

Прямые измерения. Предположим, что при многократном измерении интересующей нас величины получили n отдельных результатов наблюдений. Исключив систематическую погрешность из каждого наблюдения, получаем исправленный ряд значений $a_1, a_2, \dots, a_n$, математическим ожиданием которого является истинное значение измеряемой величины A_n . За действительное значение измеряемой величины принимаем среднее арифметическое, определяемое по формуле (2.3), в которой a_i — значение исправленного ряда.

Из теории вероятностей известно, что дисперсия среднего арифметического в n раз меньше дисперсии ряда наблюдений, по которому оно получено. Следовательно,

$$\sigma_A^2 = \frac{\sigma^2}{n}, \quad (2.5)$$

¹ Δ_n и Δ_v должны быть указаны со своими знаками. В общем случае $|\Delta_n|$ может быть не равна $|\Delta_v|$. Если границы погрешности симметричны, т. е. $|\Delta_n| = |\Delta_v| = \Delta$, то результат измерения может быть записан так: $A \pm \Delta; P$.

² Среднее квадратическое отклонение в некоторых случаях может быть известно из предыдущих экспериментов или из технической документации на применяемые средства измерения.

где σ^2 — дисперсия исправленного ряда наблюдений; σ_A^2 — дисперсия среднего арифметического этого ряда.

Если дисперсия ряда неизвестна, то ее нужно оценить по формуле (2.4), в которой ρ_i — остаточные погрешности исправленного ряда наблюдений.

В этом случае за оценку дисперсии действительного значения нужно принять величину

$$S_A^2 = S^2/n. \quad (2.6)$$

Для нахождения доверительного интервала необходимо найти закон распределения для величины

$$\frac{A_{\text{ср}} - A_{\text{и}}}{\sigma_A} \quad (2.7)$$

при известной дисперсии или для величины

$$\frac{A_{\text{ср}} - A_{\text{и}}}{S_A} \quad (2.8)$$

при неизвестной дисперсии.

В теории вероятностей доказано, что для нормального закона распределения случайной погрешности ряда наблюдений выражение (2.7) есть случайная величина z , распределенная по нормальному закону с математическим ожиданием, равным нулю, и дисперсией, равной единице, а выражение (2.8) — случайная величина t , распределенная по закону Стьюдента¹. Для z и t существуют таблицы, по которым можно найти значения z_P и $t_P(f)$, определяющие с доверительной вероятностью P границы доверительного интервала для величин z и t соответственно. Число f называется числом степеней свободы; для рассматриваемого случая $f = n - 1$.

Чем больше число измерений в ряду наблюдений, тем ближе оценка S_A совпадает с действительным средним квадратическим отклонением σ_A . Следовательно, с увеличением числа наблюдений закон распределения Стьюдента приближается к нормальному закону. Практически при $n > 30$ $z_P \approx t_P(f)$.

Зная z_P или $t_P(f)$, на основании (2.7) и (2.8) с учетом (2.5) и (2.6), результат измерения с доверительной вероятностью P можно записать в виде

$$A_{\text{и}} = A_{\text{ср}} \pm z_P \sigma_A = A_{\text{ср}} \pm z_P \frac{\sigma}{\sqrt{n}} \quad (2.9)$$

при известной дисперсии или в виде

$$A_{\text{и}} = A_{\text{ср}} \pm t_P(f) S_A = A_{\text{ср}} \pm t_P(f) \frac{S}{\sqrt{n}} \quad (2.10)$$

при неизвестной дисперсии.

¹ Разница в законах распределения выражений (2.7) и (2.8) объясняется тем, что в знаменателе выражения (2.7) стоит среднее квадратическое отклонение — неслучайная величина, а в знаменателе выражения (2.8) стоит его оценка — случайная величина.

На практике часто встречается случай однократного измерения, когда измеряемая величина оценивается по результату одного наблюдения. Этот случай можно рассматривать как частный случай многократных наблюдений (при $n = 1$). Тогда выражения (2.9) и (2.10) примут вид:

$$A_n = A \pm z_p \sigma \quad (2.11)$$

и

$$A_n = A \pm t_p(f) S. \quad (2.12)$$

Здесь за действительное значение A измеряемой величины следует принять результат однократного измерения, из которого исключена систематическая погрешность. Нужно иметь в виду, что по однократному измерению нельзя определить σ (или S). Поэтому для того чтобы можно было записать результат измерения в виде (2.11), среднее квадратическое отклонение σ нужно знать на основании предварительных измерений или из технической документации на применяемое средство измерений. Если вместо σ известна его оценка S , найденная по некоторому числу предварительных измерений, то для определения $t_p(f)$ в выражении (2.12) число степеней свободы f нужно взять равным этому числу предварительных измерений минус единица.

Сравнение выражений (2.9), (2.10) и (2.11), (2.12) показывает, что увеличение числа наблюдений позволяет получить более точную оценку истинного значения измеряемой величины.

Косвенные измерения. Допустим, что измеряемая величина y является функцией аргументов $a, b, c, \dots$, измеряемых прямыми измерениями, т. е. $y = F(a, b, c, \dots)$. Проведя обработку ряда наблюдений для каждого аргумента методом, изложенным для прямых измерений, можно найти действительные значения аргументов $A, B, C, \dots$ и их средние квадратические отклонения $\sigma_A, \sigma_B, \sigma_C, \dots$ или их оценки $S_A, S_B, S_C, \dots$

Действительное значение измеряемой величины Y можно найти как

$$Y = F(A, B, C, \dots). \quad (2.13)$$

Дисперсия величины Y при условии независимости прямых измерений аргументов $a, b, c, \dots$ вычисляется по формуле

$$\sigma_Y^2 = \left[\frac{\partial F(A, B, C, \dots)}{\partial a} \right]^2 \sigma_A^2 + \left[\frac{\partial F(A, B, C, \dots)}{\partial b} \right]^2 \sigma_B^2 + \left[\frac{\partial F(A, B, C, \dots)}{\partial c} \right]^2 \sigma_C^2 + \dots \quad (2.14)$$

Следует обратить внимание, что в выражении (2.14) частные производные функции по каждому аргументу вычисляются в точке, где аргументы принимают значения $A, B, C, \dots$

Если вместо дисперсий известны их оценки $S_A^2, S_B^2, S_C^2, \dots$, то оценку дисперсии величины Y нужно определить по формуле,

аналогичной (2.14), т. е.

$$S_Y^2 = \left[\frac{\partial F(A, B, C, \dots)}{\partial a} \right]^2 S_A^2 + \left[\frac{\partial F(A, B, C, \dots)}{\partial b} \right]^2 S_B^2 + \left[\frac{\partial F(A, B, C, \dots)}{\partial c} \right]^2 S_C^2 + \dots \quad (2.15)$$

Для того чтобы найти доверительный интервал погрешности результата косвенного измерения, нужно определить закон распределения величин $1 \frac{Y - Y_{и}}{\sigma_Y}$ или $\frac{Y - Y_{и}}{S_Y}$.

Совместные измерения. Целью совместных измерений является установление функциональной зависимости между величинами, например зависимости сопротивления от температуры. Отыскивая зависимость между величинами a и b , необходимо устанавливать и измерять различные значения величины a и одновременно измерять соответствующие значения величины b . Таким образом, можно получить координаты исследуемой зависимости $a_1, b_1; a_2, b_2; \dots; a_n, b_n$. Так как результаты измерения этих значений содержат погрешности, то полученные координаты не будут принадлежать истинной исследуемой зависимости. Исключив систематическую погрешность из каждого результата измерения, можно уточнить эти координаты, но и уточненные координаты все-таки будут рассеиваться относительно истинной зависимости из-за случайных погрешностей.

Степень рассеивания, как известно, характеризуется дисперсией. Правильной зависимостью, построенной по полученным координатным точкам, следует считать такую зависимость, при которой дисперсия координатных точек относительно этой зависимости будет минимальной. Для оценки дисперсии нужно вычислить сумму квадратов отклонений координатных точек от истинной зависимости. Минимальной дисперсии будет соответствовать минимальное значение суммы квадратов этих отклонений. Поэтому метод, с помощью которого отыскивается истинная зависимость, называется методом наименьших квадратов.

Рассмотрим применение этого метода на примере линейной зависимости между a и b . Предположим, нам известно, что зависимость между a и b должна описываться уравнением

$$a = \alpha + \beta b = \varphi(\alpha, \beta, b). \quad (2.16)$$

Результаты эксперимента после исключения систематических погрешностей дают нам координаты исследуемой зависимости $a_1, b_1; \dots; a_n, b_n$. Необходимо решить, как провести прямую линию, наилучшим образом согласующуюся с полученными координатами. Иными словами, зная координаты, полученные экспериментально, и вид функции, нужно определить коэффициенты α и β в уравнении (2.16).

¹ Закон распределения этих величин может быть весьма сложным даже при нормальном законе распределения случайных погрешностей аргументов,

В соответствии с уравнением (2.16), если величина b принимает значение b_i , то значение a должно быть равно $\varphi(\alpha, \beta, b_i)$, а эксперимент дает значение a_i . Следовательно, экспериментальная точка отклоняется от истинной точки на значение $a_i - \varphi(\alpha, \beta, b_i)$. Сумму квадратов отклонений экспериментальных точек от истинной зависимости можно найти по выражению

$$\sum_{i=1}^n [a_i - \varphi(\alpha, \beta, b_i)]^2. \quad (2.17)$$

Найдем значения коэффициентов α и β , обращающие выражение (2.17) в минимум. Для этого продифференцируем это выражение по α и β и приравняем производные нулю:

$$\left. \begin{aligned} \sum_{i=1}^n 2[a_i - \varphi(\alpha, \beta, b_i)] \left[-\frac{\partial \varphi(\alpha, \beta, b_i)}{\partial \alpha} \right] &= 0; \\ \sum_{i=1}^n 2[a_i - \varphi(\alpha, \beta, b_i)] \left[-\frac{\partial \varphi(\alpha, \beta, b_i)}{\partial \beta} \right] &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (2.18)$$

Систему уравнений (2.18) с учетом (2.16) легко привести к виду

$$\left. \begin{aligned} \sum_{i=1}^n a_i &= n\alpha + \beta \sum_{i=1}^n b_i; \\ \sum_{i=1}^n a_i b_i &= \alpha \sum_{i=1}^n b_i + \beta \sum_{i=1}^n b_i^2. \end{aligned} \right\} \quad (2.19)$$

Решая систему уравнений (2.19), получим выражение для коэффициента β :

$$\beta = \frac{n \sum_{i=1}^n a_i b_i - \sum_{i=1}^n a_i \sum_{i=1}^n b_i}{n \sum_{i=1}^n b_i^2 - \left(\sum_{i=1}^n b_i \right)^2}, \quad (2.20)$$

а зная β , находим выражение для α :

$$\alpha = \frac{\sum_{i=1}^n a_i}{n} - \beta \frac{\sum_{i=1}^n b_i}{n}. \quad (2.21)$$

Методами теории вероятностей можно установить точность полученных таким образом значений коэффициентов α и β .

2.4. Суммирование погрешностей

Погрешность измерения, т. е. отклонение результата измерения от истинного значения измеряемой величины, образуется вследствие погрешностей средств измерений, метода измерения и отсчи-

тывания показаний средства измерений. Эти погрешности, в свою очередь, складываются из своих составляющих погрешностей.

Например, погрешность средства измерений определяется погрешностями его блоков и узлов. Значение этой погрешности может существенно зависеть от внешних факторов, влияющих на работу средства измерений (например, изменения окружающей температуры, колебаний напряжения вспомогательных источников питания и др.).

В практике измерений часто встает задача определения результирующей (суммарной) погрешности по известным значениям составляющих этой погрешности.

При рассмотрении составляющих погрешности как случайных величин, результирующую погрешность следует определять по правилу суммирования случайных величин. Это правило основано на известных из теории вероятностей положениях:

1) математическое ожидание (систематическая погрешность) результирующей погрешности определяется алгебраической суммой математических ожиданий (систематических погрешностей) составляющих;

2) дисперсия результирующей погрешности определяется выражением

$$\sigma_z^2 = \sum_{i=1}^n \sigma_i^2 + 2 \sum_{i < j} r_{ij} \sigma_i \sigma_j, \quad (2.22)$$

где σ_z^2 — дисперсия результирующей погрешности; σ_i^2 — дисперсия i -й составляющей погрешности; n — число суммируемых составляющих погрешностей; r_{ij} — коэффициент корреляции между i - и j -й составляющими, знак $i < j$ под суммой означает, что суммирование распространяется на все возможные попарные сочетания составляющих погрешностей.

Нахождение результирующей систематической погрешности по известным систематическим погрешностям суммируемых составляющих не вызывает трудностей. Использование же выражения (2.22) для расчета σ_z^2 затруднительно, так как точное значение коэффициента корреляции между составляющими обычно неизвестно. В этом случае при расчетах полагают r равным нулю, если случайные составляющие можно считать независимыми, или равным единице со знаком плюс или минус, если заметна корреляция между суммируемыми случайными составляющими погрешностей. Рассмотрим подробнее суммирование случайных погрешностей.

Суммирование случайных погрешностей при нормальных законах их распределения. Будем считать, что результирующая погрешность измерения состоит из n случайных составляющих, имеющих нормальный закон распределения; $-\delta_{im}$, $+\delta_{im}$ — доверительный интервал i -й случайной составляющей.

Зная доверительную вероятность и доверительный интервал для каждой составляющей погрешности, можно найти среднее квадра-

тическое отклонение каждой из них по формуле

$$\sigma_i = \delta_{im} / z_{P_i}, \quad (2.23)$$

где z_{P_i} — коэффициент, взятый из таблиц для нормального распределения и соответствующий доверительной вероятности P_i .

Если доверительная вероятность для всех составляющих одинакова и равна P , то, используя выражения (2.22) и (2.23), получаем:

а) для коррелированных составляющих ($r_{ij} = +1$ или -1)

$$\sigma_\Sigma = \sqrt{\sum_{i=1}^n \sigma_i^2 \pm 2 \cdot \sum_{i < j} \sigma_i \sigma_j} = \sum_{i=1}^n \pm \sigma_i = \frac{\sum_{i=1}^n \pm \delta_{im}}{z_P}, \quad (2.24)$$

где знак $\pm$ означает, что для составляющих с положительной корреляцией σ_i и δ_{im} нужно брать со знаком плюс, а для составляющих с отрицательной корреляцией — со знаком минус;

б) для независимых составляющих ($r_{ij} = 0$)

$$\sigma_\Sigma = \sqrt{\sum_{i=1}^n \sigma_i^2} = \frac{\sqrt{\sum_{i=1}^n \delta_{im}^2}}{z_P}. \quad (2.25)$$

При суммировании составляющих, имеющих нормальный закон распределения, результирующая погрешность будет иметь тоже нормальный закон распределения. Поэтому доверительный интервал суммарной погрешности с доверительной вероятностью P может быть найден как

$$\delta_\Sigma = \pm z_P \sigma_\Sigma, \quad (2.26)$$

где δ_Σ — граница доверительного интервала суммарной погрешности.

С учетом (2.24) и (2.25) выражение (2.26) принимает вид:

а) для коррелированных составляющих

$$\delta_\Sigma = \pm \sum_{i=1}^n \pm \delta_{im}; \quad (2.27)$$

б) для независимых составляющих

$$\delta_\Sigma = \pm \sqrt{\sum_{i=1}^n \delta_{im}^2}. \quad (2.28)$$

Если в выражении (2.27) все составляющие имеют положительную корреляцию, то

$$\delta_\Sigma = \pm \sum_{i=1}^n \delta_{im}. \quad (2.29)$$

Суммирование погрешностей по выражению (2.29) называется арифметическим суммированием, а по выражению (2.28) — геометрическим суммированием.

Действительные значения коэффициентов корреляции по абсолютному значению могут находиться в пределах от нуля до единицы, поэтому арифметическое суммирование обычно дает завышенное значение суммарной погрешности.

Суммирование случайных погрешностей при их законах распределения, отличных от нормального. Трудность нахождения суммарной погрешности в этом случае заключается в том, что закон распределения результирующей погрешности зависит от конкретных видов и характеристик законов распределения суммируемых составляющих. Например, при сложении двух независимых случайных погрешностей, имеющих равномерные законы распределения с одинаковыми дисперсиями, результирующая погрешность будет распределяться по треугольному закону. Если же эти равномерные законы имеют разные дисперсии, то результирующий закон будет иметь вид трапеции. Поэтому для установления доверительного интервала суммарной погрешности необходимо в каждом конкретном случае искать методами теории вероятностей результирующий закон распределения по известным законам суммируемых составляющих.

Зная результирующий закон распределения, можно найти доверительный интервал суммарной погрешности по выражению, аналогичному (2.26):

$$\delta_{\Sigma} = \pm k_{\Sigma}^{(P)} \sigma_{\Sigma}, \quad (2.30)$$

где $k_{\Sigma}^{(P)}$ — коэффициент, зависящий от результирующего закона распределения и доверительной вероятности P .

Возможны приближенные способы определения доверительного интервала суммарной погрешности без установления результирующего закона распределения.

Первый способ базируется на центральной предельной теореме: если число суммируемых независимых составляющих достаточно велико (практически при $n \geq 5$)¹, то результирующий закон распределения близок к нормальному и в качестве коэффициента $k_{\Sigma}^{(P)}$ можно принимать z_P .

Второй способ основан на исследовании², показавшем, что при суммировании независимых составляющих, имеющих законы распределения, отмеченные в ГОСТ 8.011—72, можно пользоваться приближенными значениями $k_{\Sigma}^{(P)}$: при доверительной вероятности $P = 0,90$ $k_{\Sigma}^{(0,90)} \approx 1,6$, а при доверительной вероятности $P = 0,95$ $k_{\Sigma}^{(0,95)} \approx 1,8$. При этом погрешность в определении δ_{Σ} не превышает 10%.

¹ Среди этих составляющих не должно быть существенно преобладающих над остальными.

² Петров В. П., Рясный Ю. В. Оценка суммарной погрешности средств измерений. — Измерительная техника, 1977, № 2.

2.5. Динамическая погрешность

Общие положения. Если измеряемая величина x является функцией времени, то вследствие инерционности средства измерений и других причин возникает составляющая общей погрешности, называемая динамической погрешностью средства измерений. Она может быть определена как разность между погрешностью средства измерений в динамическом режиме и статической погрешностью, соответствующей значению величины в данный момент времени. Динамическая погрешность зависит как от свойств средств измерений, так и от характера изменения во времени измеряемой величины. По этой причине динамическая погрешность средства измерений не может быть нормирована аналогично тому, как это делается в статическом режиме. Динамическая погрешность может быть нормирована лишь для конкретных зависимостей $x = F(t)$, например для синусоидального, линейно изменяющегося или изменяющегося по какому-либо другому закону входного сигнала.

В дальнейшем ограничимся рассмотрением динамической погрешности средства измерений, обусловленной лишь его инерционностью, предполагая линейность звеньев средства измерений, т. е. наличие звеньев, описываемых линейными дифференциальными уравнениями с постоянными коэффициентами.

Способы определения динамической погрешности. Если средство измерений разбить на звенья, как это было указано в § 1.3, то динамический режим каждого звена может быть описан линейными дифференциальными уравнениями и для конкретной структурной схемы средства измерений может быть получена система дифференциальных уравнений. Пусть, например, структурная схема средства измерений соответствует рис. 1.2. В этом случае система дифференциальных уравнений может иметь вид¹:

$$\begin{aligned} a_1 x'_1 + x_1 &= k_1 x; \\ a_2 x''_2 + a_3 x'_2 + x_2 &= k_2 x_1; \\ &\vdots \\ a_n x''_n + a_{n+1} x'_n + x_n &= k_n x_{n-1}, \end{aligned} \quad (2.31)$$

где $a_1, a_2, \dots, a_{n+1}; k_1, k_2, \dots, k_n$ — постоянные коэффициенты.

Решая систему уравнений (2.31) относительно выходного сигнала и его производных, получим

$$b_1 x_n^{(N)} + b_2 x_n^{(N-1)} + \dots + b_m x_n = x, \quad (2.32)$$

где $b_1, b_2, \dots, b_m$ — постоянные коэффициенты, зависящие от коэффициентов, входящих в систему уравнений (2.31).

Решить уравнение (2.32) нельзя, так как его правая часть неизвестна (измеряемая величина). Один из возможных путей определения динамической погрешности заключается в том, что выходной

¹ В системе уравнений (2.31) все x являются функциями времени,

сигнал x_n , являющийся функцией времени, записывается каким-либо быстродействующим самопишущим прибором (см. гл. 4) и записанная функция выражается аналитически, т. е. решение уравнения (2.32) находится экспериментально. Тогда, пользуясь уравнением (2.32), может быть найден входной сигнал x и определена результирующая погрешность. Если при этом статическая погрешность средства измерений незначительна, то полученная разность в первом приближении будет равна абсолютной динамической погрешности средства измерений. При этом способе нахождения динамической погрешности удобно пользоваться передаточной функцией средства измерений:

$$H(p) = \frac{x_n(p)}{x(p)}, \quad (2.33)$$

где $x_n(p)$ и $x(p)$ — преобразования Лапласа для выходного и входного сигналов. Если $H(p)$ известна и записан выходной сигнал, то на основании (2.33) может быть определена измеряемая величина $x(t)$ и найдена результирующая погрешность.

Пример. Допустим, что для исследуемого средства измерений уравнение (2.32) имеет вид:

$$y'' + 2\beta y' + y = x,$$

где β — коэффициент; x — входной сигнал; y — выходной сигнал,

Передаточная функция в этом случае

$$H(p) = \frac{1}{p^2 + 2\beta p + 1}. \quad (2.34)$$

Если записанный быстродействующим самопишущим прибором выходной сигнал может быть аппроксимирован уравнением

$$y = Y_m \sin qt, \quad (2.35)$$

где Y_m — амплитуда выходного сигнала, которую условно можно принять равной единице, то на основании (2.34) и (2.35) находим входной сигнал:

$$x(p) = \frac{y(p)}{H(p)} \text{ и } x = -q^2 \sin qt + 2\beta q \cos qt + \sin qt =$$

$$= \sqrt{(1-q^2)^2 + 4\beta^2 q^2} \sin(qt + \varphi), \quad (2.36)$$

где

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{2\beta q}{1-q^2}. \quad (2.37)$$

Пользуясь формулами (2.35) и (2.36), находим динамическую погрешность (статической погрешностью пренебрегаем). В данном случае относительную динамическую погрешность удобно представить в виде двух составляющих: фазовой погрешности φ , определяемой формулой (2.37), и амплитудной погрешности γ_A (в процентах):

$$\gamma_A = \left[\frac{1}{\sqrt{(1-q^2)^2 + 4\beta^2 q^2}} - 1 \right] 100. \quad (2.38)$$

Рассмотренный теоретико-экспериментальный способ нахождения динамической погрешности средства измерений имеет достоинство, заключающееся в том, что полученный результат дает возможность анализировать влияние параметров звеньев на динамическую погрешность и находить оптимальные их значения.

Однако при применении этого способа на практике иногда встречаются большие трудности или вообще данный метод применить нельзя. Получается неправильный результат, если какие-либо составляющие измеряемой величины (например, высокочастотные) не проходят через средство измерений и, следовательно, не фиксируются регистрирующим устройством. Существенные трудности возникают при наличии в средстве измерений нелинейных звеньев, т. е. таких звеньев, динамический режим которых описывается нелинейным дифференциальным уравнением. Метод неприменим, если записанный выходной сигнал не может быть аналитически выражен элементарными функциями и если измеряемая величина представляет собой случайный процесс. В этих случаях исследование динамической погрешности может производиться методами теории случайных функций, рассматриваемых в специальных курсах.

Следует отметить, что в лабораторных условиях всегда остается путь экспериментального исследования динамической погрешности, заключающийся в том, что одновременно быстродействующими самопишущими приборами записываются входной и выходной сигналы средства измерений и путем их сопоставления может быть приближенно определена динамическая погрешность при различных по характеру изменениях во времени входных сигналов.

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

ИЗМЕРЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН АНАЛОГОВЫМИ ПРИБОРАМИ

3.1. Общие сведения

Как было указано в § 1.1, аналоговыми измерительными приборами называют приборы, показания которых являются непрерывной функцией изменений измеряемой величины. Эти приборы отличаются относительной простотой, дешевизной, высокой надежностью, разнообразием применения, выпускаются вплоть до класса точности 0,05 и представляют собой важнейшую группу технических средств электрических измерений.

Аналоговые приборы классифицируют по ряду признаков: по точности (классам точности), назначению (амперметры, вольтметры и т. д.), методу преобразования (прямого, компенсационного, смешанного) и некоторым другим.

В настоящей главе рассмотрены электромеханические показывающие приборы без преобразователей рода тока и с преобразователями, а также измерения электрических величин этими приборами.

Принцип работы приборов. Электромеханический прибор состоит из двух основных частей: измерительной цепи и измерительного механизма.

Измерительная цепь служит для преобразования измеряемой величины в другую, непосредственно воздействующую на измерительный механизм.

В измерительном механизме электрическая энергия преобразуется в механическую энергию перемещения подвижной части. Обычно применяется угловое перемещение, потому в дальнейшем будут рассматриваться не силы, действующие в приборе, а моменты.

Момент, возникающий в приборе под действием измеряемой величины и поворачивающий подвижную часть в сторону возрастающих показаний, называется вращающим моментом M . Он должен однозначно определяться измеряемой величиной x и в общем случае может зависеть также от угла поворота α подвижной части, т. е.

$$M = F(x, \alpha).$$

Для электромеханических приборов может быть написано общее выражение вращающего момента, вытекающее из уравнений Лагранжа второго рода, являющихся общими уравнениями динамики системы:

$$M = \frac{dW_e}{d\alpha}, \quad (3.1)$$

где W_e — энергия электромагнитного поля, сосредоточенная в измерительном механизме.

По способу создания вращающего момента, или, другими словами, по способу преобразования электромагнитной энергии, подводимой к прибору, в механическую энергию перемещения подвижной части, электромеханические приборы разделяются на следующие основные группы: магнитоэлектрические, электромагнитные, электродинамические, электростатические, индукционные.

В дальнейшем, при рассмотрении различных групп приборов уравнение (3.1) будет конкретизировано для каждого отдельного случая.

Если бы повороту подвижной части ничего не препятствовало, то она при любом значении измеряемой величины, отличном от нуля, повернулась бы до упора. Для того чтобы угол отклонения α зависел от измеряемой величины, в приборе при повороте подвижной части создается противодействующий момент M_α , направленный навстречу вращающему и зависящий от угла поворота.

По способу создания противодействующего момента приборы делятся на две группы:

- а) с механическим противодействующим моментом;
- б) с электрическим противодействующим моментом — логометры.

В первой группе приборов M_α создается обычно с помощью упругих элементов (спиральных пружинок или тонких нитей —

растяжек и подвесов), которые при повороте подвижной части закручиваются. При этом противодействующий момент

$$M_{\alpha} = W\alpha, \quad (3.2)$$

где W зависит только от свойств упругого элемента и называется удельным противодействующим моментом.

В логометрах M_{α} создается тем же путем, что и вращающий момент.

При установившемся положении указателя вращающий и противодействующий моменты равны между собой, т. е.

$$M = M_{\alpha}. \quad (3.3)$$

Зная аналитические выражения для моментов, из (3.3) можно найти зависимость угла поворота подвижной части от измеряемой величины и параметров прибора, что в общем виде можно представить так:

$$\alpha = F(x, A_1, A_2, \dots, A_n), \quad (3.4)$$

где $A_1, A_2, \dots, A_n$ — параметры прибора.

Выражение (3.4) является основным уравнением, характеризующим свойства приборов.

При работе прибора в динамическом режиме, т. е. при перемещении стрелки, кроме рассмотренных ранее статических моментов — вращающего и противодействующего — возникают и другие моменты. Они обуславливаются моментом инерции подвижной части, сопротивлением окружающей среды и вихревыми токами, возникающими при наличии металлических масс и магнитных полей.

Динамический момент, возникающий в приборе при движении подвижной части и стремящийся успокоить это движение, называется моментом успокоения M_p .

Этот момент пропорционален коэффициенту успокоения P и угловой скорости движения подвижной части $d\alpha/dt$. Момент успокоения в значительной степени определяет важный эксплуатационный параметр прибора — время успокоения.

Общие узлы и детали приборов. Несмотря на то, что приборы разных групп по своему устройству существенно различаются, имеется ряд деталей и узлов, общих для всех электромеханических приборов.

Корпус прибора защищает измерительный механизм от внешних воздействий, например от попадания в него пыли, а в отдельных случаях — воды и газов. Корпуса чаще всего выполняются из пластмассы. Размеры и форма корпусов весьма разнообразны.

На каждый прибор наносят условные обозначения. Номенклатура, изображение и место расположения их на приборе устанавливаются соответствующими нормативными документами. Как правило, на приборе обозначают: единицу измеряемой величины; класс точности; род тока; товарный знак предприятия-изготовителя; порядковый номер по системе нумерации предприятия-изготовителя или месяц выпуска, а также год изготовления или шифр, его заменяющий; знак Государственного реестра или государственный Знак качества; испытательное

напряжение изоляции или указание на то, что прибор испытанию прочности изоляции не подлежит; используемое положение прибора (горизонтальное, вертикальное, под углом), если это положение имеет значение; символ, указывающий принцип действия прибора (эти обозначения для наиболее широко применяемых групп приведены в табл. 3.1). Кроме перечисленных, приборы могут иметь и другие обозначения,

Таблица 3.1

Наименование прибора	Условное обозначение	Наименование прибора	Условное обозначение
Прибор магнитоэлектрический с подвижной рамкой		Прибор электродинамический	
Логометр магнитоэлектрический		Прибор ферродинамический	
Прибор магнитоэлектрический с подвижным магнитом		Логометр электродинамический	
Логометр магнитоэлектрический с подвижным магнитом		Логометр ферродинамический	
Прибор электромагнитный		Прибор индукционный	
Прибор электромагнитный поляризованный		Логометр индукционный	
Логометр электромагнитный		Прибор электростатический	

Для определения числового значения измеряемой величины приборы имеют отсчетные приспособления, состоящие из шкалы и указателя.

Шкала прибора обычно представляет собой пластину, имеющую белую поверхность с черными отметками, соответствующими определенным значениям измеряемой величины.

Указатель представляет собой перемещающуюся над шкалой стрелку, жестко скрепленную с подвижной частью прибора. Применяется также световой способ отсчета, который заключается в следующем: на оси подвижной части закрепляется зеркальце, освещаемое специальным осветителем; луч света, отраженный

от зеркала, попадает на шкалу и фиксируется на ней, например в виде светового пятна с темной нитью посередине; при повороте подвижной части световой указатель перемещается по шкале.

Световой отсчет позволяет существенно увеличить чувствительность прибора, во-первых, вследствие того, что угол поворота отраженного луча вдвое больше угла поворота зеркала, а, во-вторых, потому, что длину луча можно сделать весьма большой. Кроме того, при световом отсчете уменьшаются масса и особенно момент инерции подвижной части. Это позволяет расширить пределы измерения в сторону малых величин и улучшает условия успокоения прибора.

Способ установки подвижной части определяется выбором элементов, создающих противодействующий момент. Применяется установка на опорах (при использовании спиральных пружинок), на растяжках и на подвесе.

Опоры состоят из кернов и подпятников. Керны представляют собой отрезки стальной проволоки, заточенные с одной стороны на конус. Подпятники чаще всего изготовляют из агата, корунда с выточенным в них коническим углублением. Недостаток установки на опорах — трение, наличие которого вызывает погрешность. Эту погрешность можно уменьшить, увеличивая вращающий момент, что требует увеличения потребляемой прибором мощности.

Этот недостаток в значительной степени устраняется при креплении подвижной части на двух растяжках, представляющих собой упругие ленты, прикрепляемые одним концом к подвижной части, а другим — к неподвижным деталям прибора. Если в таких лентах создать натяг, то они будут поддерживать подвижную часть, заменяя опоры. Растяжки применяются как при горизонтальном, так и при вертикальном расположении оси вращения. В случае необходимости растяжки могут быть использованы и для подвода тока в обмотку подвижной части. Растяжки изготовляются из специальных бронз, а также платиносеребряных и кобальтовых сплавов. Обычно растяжка имеет толщину порядка нескольких сотых миллиметра, ширину — несколько десятых миллиметра, длину — не свыше 20 мм.

Крепление подвижной части на подвесе применяется в приборах наибольшей чувствительности — гальванометрах (см. § 3.4). Подвес, подобно растяжке, представляет собой тонкую упругую нить, на которой свободно подвешивается подвижная часть. В приборах на подвесах применяется световой отсчет. Они требуют установки по уровню, поскольку подвижная часть висит свободно, и поэтому даже небольшое отклонение положения прибора от вертикального может вызвать ее затирание.

Необходимая степень успокоения (требуемое время успокоения) достигается в приборах путем применения специальных устройств, называемых успокоителями.

Применяют магнитоиндукционные, жидкостные и воздушные успокоители. Магнитоиндукционное успокоение создается при дви-

жении металлических неферромагнитных деталей подвижной части в магнитном поле постоянного магнита (или электромагнита). Момент успокоения создается при этом в результате взаимодействия магнитных полей магнита и вихревых токов, возникающих в движущихся металлических деталях. Конструктивно магнитоиндукционный успокоитель состоит из тормозного магнита и перемещающегося в его рабочем зазоре крыла, выполняемого обычно из алюминия. Применяют и другие конструкции, например вместо крыла используют короткозамкнутый виток. Магнитоиндукционные успокоители отличаются простотой конструкции, удобством регулировки и применяются в тех случаях, если поле тормозного магнита не влияет на показания приборов.

Идея жидкостного успокоения заключается в следующем.

При колебании подвижной части измерительного механизма или ее отдельных деталей в вязкой жидкости вместе с ними колеблется непосредственно соприкасающийся и прилипший к поверхности деталей слой жидкости, тогда как более удаленные слои остаются в покое. Благодаря наличию градиента скорости между различными слоями жидкости возникает трение, на которое расходуется нежелательная кинетическая энергия колебаний подвижной части, т. е. создается необходимое успокоение.

Жидкостное успокоение создается различными конструктивными способами, выбор которых определяется требуемой степенью успокоения, назначением и конструкцией измерительного механизма, условиями эксплуатации и другими причинами.

В осциллографических гальванометрах с жидкостным успокоением (§ 4.3) в жидкость помещается вся подвижная система. Для ряда приборов на растяжках в жидкости находится только часть растяжки, которая на определенном участке охватывается, например, спиральной, заполненной жидкостью с большой вязкостью (полиметилсилоксановой).

Следует отметить, что жидкостное успокоение обладает известными преимуществами перед другими способами успокоения. Одно из главных его преимуществ состоит в том, что жидкостное успокоение оказывает тормозящее действие при движении подвижной части во всех направлениях, что используется для повышения вибростойкости ряда приборов.

Воздушный успокоитель состоит из камеры и находящегося внутри нее легкого (обычно алюминиевого) крыла, жестко закрепленного на оси подвижной части. Между крылом и стенками камеры имеется зазор 0,1—0,02 мм. При вращении оси крыло перемещается внутри камеры, в которой ввиду малости зазора создается разность давлений. Это препятствует свободному перемещению подвижной части и вызывает ее успокоение.

Воздушные успокоители не содержат источников электрических или магнитных полей, что является их достоинством по сравнению с магнитоиндукционными успокоителями, но они относительно сложны конструктивно и малонадежны.

3.2. Принцип действия, основы теории и применения измерительных механизмов

Магнитоэлектрические измерительные механизмы. В магнитоэлектрических измерительных механизмах вращающий момент создается в результате взаимодействия магнитного поля постоянного магнита и магнитного поля проводника с током, выполняемого обычно в виде катушки — рамки.

Обратимся к рассмотрению принципа действия магнитоэлектрических измерительных механизмов.

На рис. 3.1 показана подвижная рамка измерительного механизма, находящаяся в равномерном радиальном магнитном поле. При протекании по обмотке рамки тока возникают силы F , стремящиеся повернуть рамку так, чтобы ее плоскость стала перпендикулярной к направлению $O_1 - O_2$. При равенстве вращающего и противодействующего моментов подвижная часть останавливается.

Для получения зависимости между углом отклонения и током в рамке обратимся к уравнению (3.1), которое применительно к нашему случаю представляется так:

$$M = \frac{dW_e}{d\alpha} = \frac{d(\Phi I)}{d\alpha}, \quad (3.5)$$

где Φ — поток, сцепляющийся с обмоткой рамки; I — ток в обмотке рамки.

Величина Φ может быть подсчитана как произведение индукции B в воздушном зазоре, числа витков w обмотки рамки и суммы площадей двух боковых поверхностей, описанных активными сторонами подвижной катушки при ее повороте на угол α от нейтрального положения (оси $O_1 - O_2$).

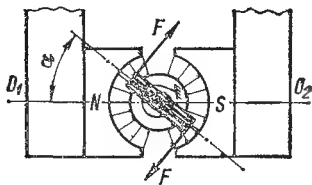


Рис. 3.1. Подвижная катушка в радиальном магнитном поле

В соответствии с рис. 3.1 активными сторонами обмотки рамки будут являться стороны, расположенные в плоскости, перпендикулярной рисунку. Стороны рамки, находящиеся в плоскости рисунка, при своем движении скользят вдоль силовых линий, не пересекая их, и поэтому не будут участвовать в создании вращающего момента. Следовательно,

$$\Phi = B2rlw\alpha,$$

где r — радиус рамки относительно оси вращения; l — длина рамки; α — угол отклонения рамки от нейтрального положения.

Обозначив площадь катушки через s , можем написать

$$\Phi = Bsw\alpha.$$

Подставляя это выражение в формулу (3.5) и дифференцируя его, получим

$$M = BswI. \quad (3.6)$$

Так как противодействующий момент создается упругими элементами, то можно воспользоваться формулой (3.2) и для режима установившегося отклонения написать

$$BswI = W\alpha,$$

$$\alpha = \frac{B_{sw}}{W} I. \quad (3.7)$$

Как видно из выражения (3.7), при перемене направления тока в обмотке рамки меняется на обратное и направление отклонения подвижной части.

Для получения отклонения указателя в нужную сторону необходимо при включении прибора соблюдать указанную на приборе полярность.

Из выражения (3.7) и определения понятия чувствительности следует, что для магнитоэлектрических измерительных механизмов и, следовательно, для магнитоэлектрических приборов чувствительность

$$S = \frac{B_{sw}}{W}. \quad (3.8)$$

Из уравнения (3.8) видно, что чувствительность магнитоэлектрического прибора не зависит от угла отклонения и постоянна по всей шкале; отсюда следует, что магнитоэлектрические приборы имеют равномерную шкалу. Это позволяет выпускать их комбинированными и многопредельными.

Магнитоэлектрические приборы относятся к числу наиболее точных. Они изготавливаются вплоть до класса точности 0,1. Высокая точность этих приборов объясняется рядом причин. Наличие равномерной шкалы уменьшает погрешности градуировки и отсчета. Благодаря сильному собственному магнитному полю влияние посторонних полей на показания приборов весьма незначительно. Внешние электрические поля на работу приборов практически не влияют. Температурные погрешности могут быть скомпенсированы с помощью специальных схем.

Большим достоинством магнитоэлектрических приборов является высокая чувствительность. В этом отношении магнитоэлектрические приборы не имеют себе равных. Известны магнитоэлектрические микроамперметры с током полного отклонения 0,1 мкА (например, типа М95, класса точности 1,0).

Благодаря этим достоинствам магнитоэлектрические приборы применяют с различными преобразователями переменного тока в постоянный для измерений в цепях переменного тока (см. § 3.6).

К недостаткам магнитоэлектрических приборов следует отнести несколько более сложную и дорогую конструкцию, чем, например, конструкция электромагнитных приборов, невысокую перегрузочную способность (при перегрузке обычно перегорают токоподводящие пружинки или растяжки для создания противодействующего момента) и, самое главное, отмеченную выше возможность применения в качестве амперметров и вольтметров лишь для измерений в цепях постоянного тока (при отсутствии преобразователей).

Магнитоэлектрические измерительные механизмы с механическим, противодействующим моментом используются главным об-

разом в амперметрах, вольтметрах и гальванометрах, а также в некоторых типах омметров.

Рассмотрим особенности устройства измерительных механизмов магнитоэлектрических логометров.

Как было указано выше, в логометрах противодействующий момент создается не механическим путем, а электрическим. Для этого в магнитоэлектрическом логометре (рис. 3.2) подвижная часть

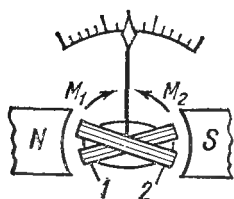


Рис. 3.2. Устройство измерительного механизма магнитоэлектрического логометра

выполняется в виде двух жестко скрепленных между собой рамок 1 и 2, по обмоткам которых протекают токи I_1 и I_2 . Пружинки для создания механического противодействующего момента не ставятся, а ток к обмоткам подводится с помощью безмоментных токопроводов, выполняемых в виде тонких неупругих металлических ленточек.

Направления токов в обмотках выбираются так, чтобы моменты M_1 и M_2 , создаваемые рамками, действовали навстречу друг другу. Один из моментов вращающий, а второй — противодействующий. Хотя бы один

из моментов должен зависеть от угла поворота. Значит, один (или несколько) из параметров, определяющих значение момента, должен являться функцией угла α . Технически наиболее просто сделать зависящей от угла поворота индукцию B . Для этого магнитное поле в зазоре должно быть неравномерным, что достигается неравномерностью зазора (с этой целью сердечник на рис. 3.2 сделан эллипсоидальным).

В общем виде выражения для моментов M_1 и M_2 могут быть записаны так:

$$M_1 = k_1 F_1(\alpha) I_1;$$

$$M_2 = k_2 F_2(\alpha) I_2,$$

где $k_1 = s_1 w_1$; $k_2 = s_2 w_2$; $F_1(\alpha)$ и $F_2(\alpha)$ — функции, выражающие закон изменения индукции для рамок 1 и 2 при перемещении их в зазоре. При установившемся равновесии моменты M_1 и M_2 равны, т. е.

$$k_1 F_1(\alpha) I_1 = k_2 F_2(\alpha) I_2,$$

откуда

$$\frac{F_1(\alpha)}{F_2(\alpha)} = \frac{k_2 I_2}{k_1 I_1}.$$

Выражение для угла поворота можно представить так:

$$\alpha = F\left(\frac{I_1}{I_2}\right). \quad (3.9)$$

Из выражения (3.9) видно, что отклонение подвижной части логометра зависит от отношения токов в его обмотках.

Измерительные механизмы магнитоэлектрических логометров применяют прежде всего в омметрах (см. § 3.8).

Электромагнитные измерительные механизмы. Вращающий момент в электромагнитных измерительных механизмах возникает в результате взаимодействия магнитного поля катушки, по обмотке которой протекает измеряемый ток, с одним или несколькими ферромагнитными сердечниками, обычно составляющими подвижную часть механизма. В настоящее время наибольшее применение получили три конструкции измерительных механизмов: а) с плоской катушкой; б) с круглой катушкой; в) с замкнутым магнитопроводом.

На рис. 3.3 показан измерительный механизм с плоской катушкой. Катушка 1 наматывается медным проводом и имеет воздушный зазор, в который может входить эксцентрично укрепленный на оси сердечник 2. Материал сердечника должен обладать высокой магнитной проницаемостью, что способствует увеличению вращающего момента при заданном значении потребления мощности прибором, и минимальной коэрцитивной силой, что уменьшает погрешность от гистерезиса. Обычно материалом сердечника в щитовых приборах служит электротехническая (кремнистая) сталь, а в точных переносных приборах — пермаллой.

При наличии тока в катушке сердечник стремится расположиться в месте с наибольшей концентрацией поля, т. е. вытягивается в зазор катушки. При этом закручиваются пружинки 3, в результате чего возникает противодействующий момент. Для успокоения движения подвижной части в электромагнитных измерительных механизмах применяют обычно воздушные или жидкостные успокоители. На рис. 3.3 представлен измерительный механизм с воздушным успокоителем, состоящим из камеры 4 и крыла 5.

Одним из существенных недостатков электромагнитных измерительных механизмов с плоской или с круглой катушкой является сильное влияние внешних магнитных полей. Это объясняется тем, что собственное магнитное поле невелико. Для защиты от внешних полей применяются в основном два способа — астазирование и экранирование.

В астатическом измерительном механизме на оси подвижной части укреплены два одинаковых сердечника, каждый из которых размещается в магнитном поле одной из катушек, включенных между собой последовательно. Направление обмоток выбрано так,

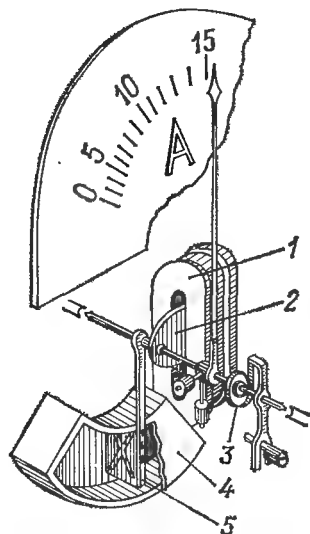


Рис. 3.3. Электромагнитный измерительный механизм с плоской катушкой

что магнитные поля катушек, равные по значению и конфигурации, направлены навстречу друг другу. При этом подвижная часть будет находиться под действием суммы двух моментов, каждый из которых создается одним из сердечников и действующей на него катушкой. Если такой измерительный механизм попадает в равномерное внешнее поле, то один из моментов, для которого направления собственного и возмущающего полей будут совпадать, увеличится, а второй — соответственно уменьшится. Суммарный момент, а следовательно, и показания прибора при этом не изменяются. Недостатки астатического измерительного механизма заключаются в усложнении и удорожании конструкции, а также в том, что астазирование исключает действие только равномерных полей.

При магнитном экранировании измерительный механизм помещается внутрь замкнутой оболочки из ферромагнитного материала с большой магнитной проницаемостью (чаще всего из пермаллоя). Действие экрана состоит в том, что магнитные линии внешнего поля, стремясь пройти по пути с наименьшим магнитным сопротивлением, сгущаются внутри стенок экрана, почти не проникая во внутреннюю область. Для улучшения магнитной защиты иногда применяются экраны из двух или нескольких оболочек.

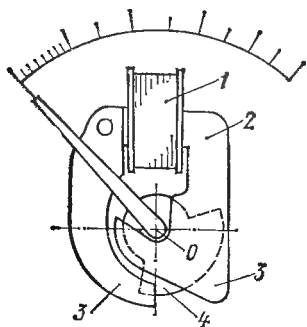


Рис. 3.4. Электромагнитный измерительный механизм с замкнутым магнитопроводом

На рис. 3.4 показан электромагнитный измерительный механизм с замкнутым магнитопроводом. Катушка 1 помещена на магнитопровод 2 с полюсными наконечниками 3. При наличии тока в обмотке катушки подвижный сердечник 4 стремится повернуться по часовой стрелке вокруг оси 0, втягиваясь в рабочее пространство между полюсными накладками.

Достоинствами измерительного механизма с замкнутым магнитопроводом являются: повышенная чувствительность, уменьшение погрешности от влияния внешних магнитных полей, возможность относительно просто менять характер шкалы путем изменения положения левого полюсного наконечника относительно правого. Обычно в измерительных механизмах с замкнутым магнитопроводом применяют растяжки и жидкостное успокоение.

В заключение отметим, что по своему устройству электромагнитные измерительные механизмы являются самыми простыми среди измерительных механизмов приборов разных групп.

На основании уравнения (3.1) определим вращающий момент электромагнитного измерительного механизма. Электромагнитная энергия катушки, по обмотке которой протекает ток,

$$W_e = \frac{LI^2}{2}$$

где L — индуктивность катушки, зависящая от положения сердечника; I — ток в обмотке.

Выражение для вращающего момента будет

$$M = \frac{dW_e}{d\alpha} = \frac{d\left(\frac{LI^2}{2}\right)}{d\alpha} = \frac{1}{2} I^2 \frac{dL}{d\alpha}.$$

Если противодействующий момент создается с помощью упругих элементов, то для режима установившегося отклонения

$$\frac{1}{2} I^2 \frac{dL}{d\alpha} = W\alpha,$$

откуда

$$\alpha = \frac{1}{2W} I^2 \frac{dL}{d\alpha}. \quad (3.10)$$

Из выражения (3.10) видно следующее:

1. Знак угла отклонения подвижной части не зависит от направления тока в обмотке. Это значит, что электромагнитные приборы могут применяться для измерений в цепях постоянного и переменного тока. В цепи переменного тока они измеряют действующее значение тока (или напряжение).

2. Шкала электромагнитного прибора неравномерная, т. е. между измеряемой величиной (током) и углом отклонения нет прямо пропорциональной зависимости. Характер шкалы зависит от множителя $\frac{dL}{d\alpha}$, т. е. от закона изменения индуктивности с изменением угла поворота сердечника и от квадрата тока в катушке. Меняя форму сердечника и его расположение в катушке, можно получить практически равномерную шкалу, начиная с 20—25% верхнего предела диапазона измерений.

Устройство измерительного механизма электромагнитного логометра с катушками A и B представлено на рис. 3.5. Сердечники на оси укреплены так, что при повороте подвижной части в некоторых пределах индуктивность одной катушки увеличивается, а другой — уменьшается, вследствие чего вращающие моменты направлены в противоположные стороны. Взаимным влиянием одной катушки на другую пренебрегаем. Для статического равновесия можем написать

$$M_1 = M_2 \text{ или } \frac{1}{2} I_1^2 \frac{dL_1}{d\alpha} = \frac{1}{2} I_2^2 \frac{dL_2}{d\alpha}.$$

Решая это уравнение относительно $\frac{I_1}{I_2}$, получим

$$\frac{I_1}{I_2} = F(\alpha). \quad (3.11)$$

Электромагнитные измерительные механизмы используются в настоящее время в амперметрах, вольтметрах, в фазометрах и частотомерах. Кроме этих приборов, применяются резонансные электро-

магнитные приборы, в которых частота собственных колебаний подвижной части (сердечника) устраивается в резонанс с частотой тока в обмотке. К таким устройствам относятся вибрационные частотомеры (§ 3.7).

Главными достоинствами электромагнитных приборов являются: простота конструкции и, как следствие, дешевизна и надежность в работе; способность выдерживать большие перегрузки, что объясняется отсутствием токоподводов к подвижной части; возможность применения для измерений

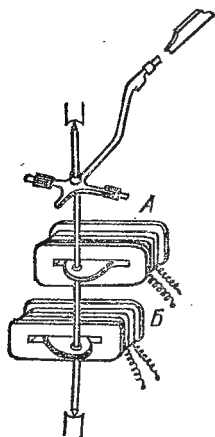


Рис. 3.5. Измерительный механизм электромагнитного логометра

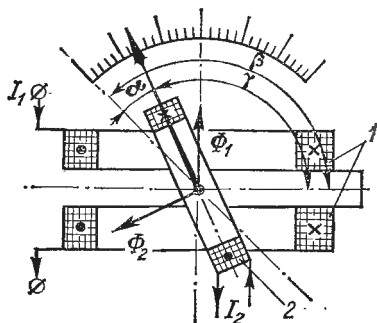


Рис. 3.6. Схема устройства электродинамического измерительного механизма

в цепях постоянного и переменного тока (отдельных приборов до частоты примерно 10 000 Гц).

К недостаткам приборов относятся относительно малые точность и чувствительность.

Электродинамические измерительные механизмы. В электродинамических измерительных механизмах вращающий момент возникает в результате взаимодействия магнитных полей неподвижной и подвижной катушек с токами (рис. 3.6).

Неподвижная катушка 1 обычно состоит из двух одинаковых частей, разделенных воздушным зазором. От расстояния между катушками зависит до некоторой степени конфигурация магнитного поля, что, как увидим далее, влияет на характер шкалы. Неподвижные катушки изготовляют из медного провода намоткой его на изоляционный каркас. Подвижная катушка 2 выполняется обычно бескаркасной из медного или алюминиевого провода. Для включения обмотки подвижной катушки в цепь измеряемого тока используются пружинки или растяжки.

Собственное магнитное поле электродинамических измерительных механизмов невелико, поэтому для защиты от влияния внешних полей применяются экранирование и астазирование.

Нужная степень успокоения обеспечивается воздушным или магнитоиндукционным успокоителем.

При наличии тока в обмотках катушек измерительного механизма возникают силы, стремящиеся повернуть подвижную часть так, чтобы магнитные потоки неподвижных и подвижных катушек совпали (рис. 3.6).

Определим вращающий момент электродинамического измерительного механизма. Электромагнитная энергия двух контуров с токами

$$W_e = \frac{1}{2} L_1 I_1^2 + \frac{1}{2} L_2 I_2^2 + I_1 I_2 M_{1,2},$$

где L_1 и L_2 — индуктивности неподвижных и подвижных катушек; $M_{1,2}$ — взаимная индуктивность между ними.

Индуктивности катушек не зависят от угла поворота, поэтому

$$M = \frac{dW_e}{d\alpha} = I_1 I_2 \frac{dM_{1,2}}{d\alpha}. \quad (3.12)$$

Если противодействующий момент создается упругими элементами, то для режима установившегося отклонения получим

$$I_1 I_2 \frac{dM_{1,2}}{d\alpha} = W\alpha,$$

откуда

$$\alpha = \frac{1}{W} I_1 I_2 \frac{dM_{1,2}}{d\alpha}. \quad (3.13)$$

Из уравнения (3.13) следует:

1. При одновременном изменении направлений токов I_1 и I_2 знак угла отклонения не меняется. Поэтому приборы электродинамической системы могут применяться для измерений в цепях как переменного, так и постоянного тока.

2. Характер шкалы прибора зависит от произведения токов и от закона изменения взаимной индуктивности между неподвижными и подвижными катушками, т. е. от формы катушек и их взаимного расположения. Меняя зависимость $\frac{dM_{1,2}}{d\alpha}$ от α , можно несколько улучшить шкалу, однако полностью равномерной для амперметров и вольтметров ее сделать не удастся. Уравнение (3.13) является общим для разных конструкций электродинамических измерительных механизмов.

Перейдем к рассмотрению случая включения измерительного механизма в цепь переменного тока. Пусть по катушкам протекают токи, сдвинутые по фазе на угол ψ :

$$i_1 = I_{1m} \sin \omega t; \quad i_2 = I_{2m} \sin (\omega t - \psi).$$

Мгновенное значение вращающего момента

$$M_t = i_1 i_2 \frac{dM_{1,2}}{d\alpha}. \quad (3.14)$$

Из-за своей инерции подвижная часть не успевает следовать за мгновенными изменениями момента, а реагирует на среднее значение его, определяемое как

$$M = \frac{1}{T} \int_0^T M_t dt = \frac{1}{T} \int_0^T I_{1m} I_{2m} \sin \omega t \sin (\omega t - \psi) \frac{dM_{1,2}}{d\alpha} dt = \\ = I_1 I_2 \cos \psi \frac{dM_{1,2}}{d\alpha}. \quad (3.15)$$

Выражение (3.15) показывает, что при включении электродинамического измерительного механизма в цепь переменного тока вращающий момент, а следовательно, и угол отклонения определяются произведением действующих значений токов в обмотках на косинус угла между ними.

Для создания вращающего момента в электродинамических измерительных механизмах не используются ферромагнитные и вообще металлические элементы. Момент создается магнитными потоками, действующими в воздухе. Это исключает возможность возникновения различного рода погрешностей, связанных с появлением вихревых токов, гистерезисом и т. п. Поэтому электродинамические приборы могут быть выполнены одними из самых точных среди приборов, применяемых в настоящее время на переменном токе.

Электродинамические приборы изготавливаются главным образом в виде переносных приборов высокой точности — классов 0,1; 0,2 и 0,5. В качестве щитовых электродинамические приборы почти не применяются. Недостатком электродинамических приборов является большое потребление мощности. Следует отметить, что чем меньше потребление мощности электродинамическим прибором, тем слабее собственные магнитные поля и сильнее влияние внешних магнитных полей. Такие приборы требуют хорошей защиты от внешних магнитных полей, отличаются достаточно сложной конструкцией и сравнительно высокой стоимостью изготовления. Электродинамические приборы плохо переносят механические воздействия — удары, тряску и вибрацию.

Электродинамические приборы могут быть использованы для измерений в цепях постоянного и переменного тока до частот 2000—3000 Гц, а в области расширенного значения частот¹ — до 10 000—20 000 Гц.

В настоящее время применяются электродинамические амперметры, вольтметры, ваттметры, а при исполнении измерительных механизмов в виде логометров — фазометры, частотомеры и фарадметры.

Устройство электродинамического логометра показано на рис. 3.7. Его подвижная часть состоит из двух жестко скрепленных между

¹ Изменение показаний, вызванное отклонением частоты от номинальной до любого значения в расширенной области, не должно превышать значения основной погрешности.

собой под углом γ подвижных катушек B_1 и B_2 , находящихся в поле неподвижных катушек A . Катушки B_1 и B_2 посредством безмоментных токоподводов включаются в цепь по схеме, зависящей от назначения прибора. Из рассмотрения направления действия сил (рис. 3.7) следует, что момент M_1 создается составляющей $F_1 \cos \alpha$, а момент M_2 — составляющей $F_2 \cos (\gamma - \alpha)$.

На основании этого, а также из формулы (3.15) средние значения моментов M_1 и M_2 за период:

$$M_1 = II_1 \cos (I, I_1) \cos \alpha \frac{dM_{A, B_1}}{d\alpha};$$

$$M_2 = II_2 \cos (I, I_2) \cos (\gamma - \alpha) \frac{dM_{A, B_2}}{d\alpha},$$

где I — ток в последовательно и согласно включенных катушках A ; I_1 и I_2 — токи в катушках B_1 и B_2 .

Для установившегося равновесия $M_1 = M_2$. Если катушки выполнены так, что

$$\frac{dM_{A, B_1}}{d\alpha} = \frac{dM_{A, B_2}}{d\alpha},$$

то

$$\frac{I_1 \cos (I, I_1)}{I_2 \cos (I, I_2)} = \frac{\cos (\gamma - \alpha)}{\cos \alpha} \quad (3.16)$$

и

$$\alpha = F \left(\frac{I_1}{I_2} \right). \quad (3.17)$$

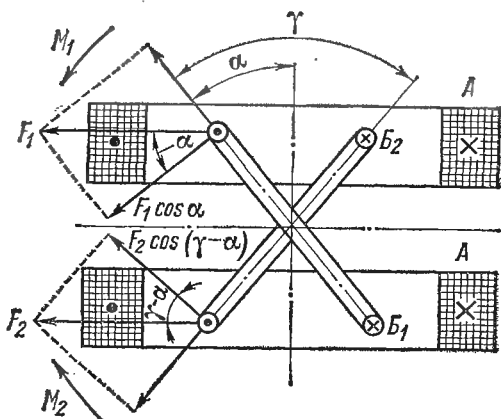
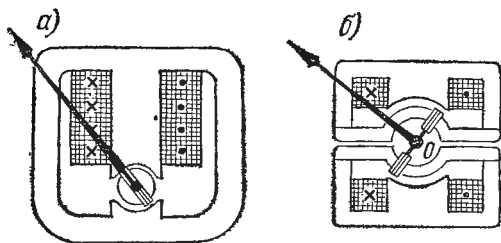


Рис. 3.7. Электродинамический логометр

В самопишущих приборах (§ 4.2), а также в приборах, предназначенных для работы в условиях вибраций, тряски и ударов, находят применение ферродинамические измерительные механизмы, отличающиеся от рассмотренных электродинамических измерительных механизмов тем, что у них неподвижные катушки расположены на сердечнике из ферромагнитного материала. Это приводит к значительному увеличению вращающего момента и уменьшению влияния внешних магнитных полей. Однако наличие в измерительном механизме нелинейного элемента (магнитопровода) снижает точность приборов. В ферродинамических измерительных механизмах (рис. 3.8) сердечники набираются из пластин, которые выполняются из электротехнических сталей или из пермаллоев. Для уменьшения погрешностей от вихревых токов пластины изолируются друг от друга. Из тех же соображений подвижные катушки выполняются бескаркасными. Для успокоения в большинстве случаев применяются магнитиндукционные успокоители.

Вращающий момент ферродинамического измерительного механизма возникает в результате взаимодействия подвижной катушки с током и потока, создаваемого неподвижными катушками. Если магнитное поле в воздушном зазоре радиально, то для определения мгновенного значения вращающего момента M_t можно воспользоваться выражением (3.6). При этом будем иметь



$$M_t = B_t s_2 \omega_2 i_2,$$

Рис. 3.8. Ферродинамические измерительные механизмы

где B_t — мгновенное значение магнитной индукции в воздушном зазоре; s_2 , ω_2 , i_2 — соответственно площадь, число витков и ток подвижной катушки.

Из-за своей инерции подвижная часть будет реагировать на среднее значение момента

$$M = \frac{1}{T} \int_0^T M_t dt = B s_2 \omega_2 I_2 \cos(\widehat{B, I_2}), \quad (3.18)$$

где B и I_2 — действующие значения соответственно индукции в воздушном зазоре и тока в подвижной катушке.

Если допустить, что при работе используется линейный участок кривой намагничивания материала сердечника, то можно написать

$$B = k_1 I_1,$$

где k_1 — коэффициент, зависящий от выбора системы единиц и конструктивных параметров измерительного механизма.

Подставляя полученное для B значение в выражение (3.18) и пренебрегая углом потерь, т. е. считая, что $\angle(B, I_2) = \angle(I_1, I_2)$, получим

$$M = k_1 s_2 \omega_2 I_1 I_2 \cos(\widehat{I_1, I_2}).$$

Если противодействующий момент создается при помощи упругих элементов, то для режима статического равновесия

$$k_1 s_2 \omega_2 I_1 I_2 \cos(\widehat{I_1, I_2}) = W \alpha,$$

откуда

$$\alpha = k I_1 I_2 \cos(\widehat{I_1, I_2}), \quad (3.19)$$

где k — коэффициент, определяемый конструкцией измерительного механизма и выбором системы единиц.

Ферродинамические приборы используются чаще всего как стационарные, относительно малоточные приборы (классов точности

1,5 и 2,5) для измерений в цепях переменного тока с частотой 10 Гц — 1,5 кГц. Однако надо отметить, что применение пермаллоя для сердечников и высокая культура технологии производства позволили создать переносные ферродинамические приборы высокой точности (класса 0,5), предназначенные для измерений в цепях переменного и постоянного тока.

Все же применение ферродинамических приборов для измерений в цепях постоянного тока следует считать пока исключением, и поэтому в дальнейшем будем рассматривать их работу только в цепях переменного тока.

Электростатические измерительные механизмы. В электростатических измерительных механизмах вращающий момент возникает в результате взаимодействия двух систем заряженных проводников, одна из которых является подвижной. Из принципа работы электростатических измерительных механизмов следует, что непосредственно они могут измерять только напряжение, т. е. применяться в вольтметрах. В электростатических измерительных механизмах отклонение подвижной части связано с изменением емкости. В настоящее время практическое применение находят электростатические механизмы, в которых изменение емкости происходит или вследствие изменения активной площади пластин или при изменении расстояния между пластинами. Первый тип механизмов используется главным образом для создания вольтметров на низкие напряжения (в десятки и сотни вольт), а второй — для киловольтметров.

Неподвижная часть этих механизмов с изменяющейся активной площадью пластин (рис. 3.9) состоит из одной, двух или большего числа камер 1. Увеличивая число камер, можно повысить чувствительность. Каждая камера представляет собой две металлические пластины с воздушным зазором между ними. В зазоры свободно входят тонкие алюминиевые пластины 2 подвижной части. Если к подвижным и неподвижным пластинам подвести измеряемое напряжение, то они окажутся заряженными противоположными по знаку зарядами, в результате чего под действием электростатических сил притяжения подвижные пластины будут стремиться войти внутрь камер. Поворот подвижных пластин, жестко укрепленных на оси 3, вызовет закручивание упругих элементов (обычно растяжек), создающих противодействующий момент. При равенстве вращающего и противодействующего моментов подвижная часть остановится, и по положению указателя на шкале можно будет определить измеряемое напряжение.

Электростатический измерительный механизм с изменением расстояния между электродами (рис. 3.10) состоит из двух неподвижных

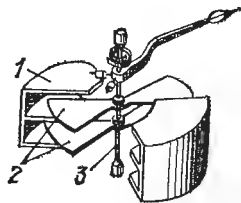


Рис. 3.9. Электростатический измерительный механизм с изменяющейся активной площадью электродов

ных пластин (электродов) 1, между которыми подвешена на тонких металлических ленточках 2 подвижная пластина 3. Подвижный электрод электрически соединен с одной из неподвижных пластин и изолирован от другой. При наличии между электродами разности потенциалов подвижная пластина отталкивается от одноименно заряженной неподвижной пластины и притягивается к пластине

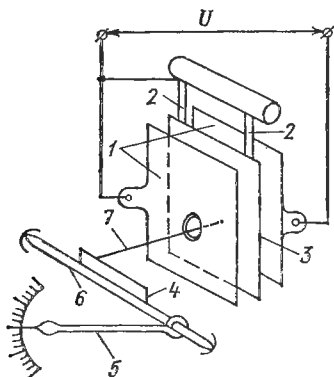


Рис. 3.10. Электростатический измерительный механизм с изменением расстояния между электродами

с зарядом противоположного знака. Следует отметить, что направление перемещения пластины 3 не зависит от знака напряжения U . Перемещение подвижной пластины посредством тяги 7 и мостика 4 передается на ось 6 и стрелку 5. Противодествующий момент в рассматриваемом механизме создается весом подвижной пластины. Это требует установки прибора в такое положение, чтобы при отсутствии напряжения стрелка стояла на нулевой отметке.

На показания электростатических приборов почти не влияют частота измеряемого напряжения, изменения температуры окружающего воздуха и посторонние магнитные поля. Зато в очень сильной степени сказывается действие электрических полей. Вращающий момент, действующий на подвижную часть, имеет небольшое значение. Собственное потребление приборов мало: на постоянном токе оно равно нулю.

Эти свойства определяют области применения электростатических вольтметров и особенности их конструкции.

Электростатические вольтметры используются для измерения напряжений в широком диапазоне частот (20 Гц—30 МГц) в маломощных цепях, а также в цепях высокого напряжения для измерения напряжений до десятков и сотен киловольт без применения громоздких, дорогих и потребляющих большую мощность добавочных сопротивлений. По точности эти приборы соответствуют чаще всего классам 1,0—1,5—2,5. Однако они могут быть выполнены и очень точными — класса 0,1 и даже 0,05.

Для уменьшения влияния внешних электрических полей применяется электростатическое экранирование. Экран соединяется с одним из зажимов прибора, который при измерениях заземляется. Ввиду малого значения вращающего момента в большинстве случаев подвижная часть электростатических приборов укрепляется на растяжках и применяется световой отсчет.

Выражение для угла отклонения подвижной части электростатического измерительного механизма может быть получено на основании следующих рассуждений.

Энергия электрического поля системы заряженных тел

$$W_e = \frac{CU^2}{2},$$

где C — емкость системы заряженных тел; U — напряжение, приложенное к ним.

На основании выражения для вращающего момента (3.1) получим

$$M = \frac{dW_e}{d\alpha} = \frac{1}{2} U^2 \frac{dC}{d\alpha}.$$

Если противодействующий момент создается при помощи упругих элементов, то для режима установившегося равновесия

$$\frac{1}{2} U^2 \frac{dC}{d\alpha} = W\alpha,$$

откуда

$$\alpha = \frac{1}{2W} U^2 \frac{dC}{d\alpha}. \quad (3.20)$$

Из выражения (3.20) следует, что электростатические вольтметры могут применяться для измерений в цепях постоянного и переменного тока, так как при изменении полярности напряжения U направление отклонения подвижной части не меняется.

При линейном приросте емкости, т. е. при $\frac{dC}{d\alpha} = \text{const}$, электростатический вольтметр имел бы квадратичную шкалу. Для приближения характера шкалы к равномерному выбирают соответствующим образом форму подвижных и неподвижных пластин, т. е. задаются определенным законом изменения емкости с изменением угла поворота: Этот способ позволяет получить практически равномерную шкалу на участке от 15—25 до 100% ее диапазона показаний.

Индукционные измерительные механизмы. Индукционный измерительный механизм состоит из одного или нескольких неподвижных электромагнитов и подвижной части, выполненной обычно в виде алюминиевого диска.

Переменные магнитные потоки, направленные перпендикулярно плоскости диска, пронизывая последний, индуцируют в нем вихревые токи. Взаимодействие магнитных потоков с токами в диске вызывает перемещение подвижной части.

Индукционные измерительные механизмы по устройству делятся на несколько типов. По числу потоков, пересекающих подвижную часть, они могут быть однопоточными и многопоточными.

Однопоточные измерительные механизмы имеют один электромагнит и подвижную часть в виде диска, асимметрично расположенного на оси. Такие механизмы, хотя и просты по устройству, но в измерительной технике в настоящее время не применяются из-за малости вращающего момента.

Многопоточные индукционные измерительные механизмы делятся на два типа — механизмы с бегущим магнитным полем и

механизмы с вращающимся полем. В первых поток (амплитудное значение) в зависимости от времени перемещается поступательно от полюса к полюсу. В механизмах с вращающимся полем этот поток перемещается по окружности или по эллипсу.

Теорию многопоточных измерительных механизмов рассмотрим применительно к двухпоточному прибору (рис. 3.11, а).

Потоки Φ_1 и Φ_2 в сердечниках 1 и 2, возбуждаемые токами I_1 и I_2 и сдвинутые по фазе на угол ψ , пересекая диск 3, индуцируют в нем э. д. с. E_1 и E_2 , отстающие от своих потоков на угол $\pi/2$ (рис. 3.11, б),

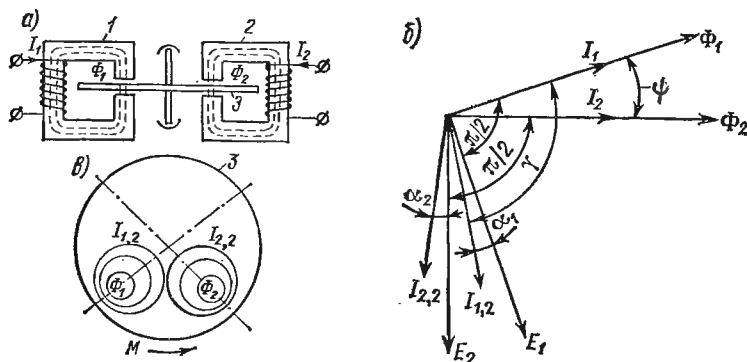


Рис. 3.11. Индукционный двухпоточный измерительный механизм: а — устройство; б — векторная диаграмма; в — диск со следами потоков и контурами токов

Токи $I_{1,2}$ и $I_{2,2}$ в диске будут отставать от э. д. с. E_1 и E_2 на углы α_1 и α_2 , если диск кроме активного сопротивления обладает некоторой индуктивностью. Потоки Φ_1 и Φ_2 , пронизывающие диск 3, а также токи $I_{1,2}$ и $I_{2,2}$ в диске показаны на рис. 3.11, в в виде окружностей.

Выражение для вращающего момента индукционного механизма можно получить из уравнения (3.1) для момента измерительных механизмов. Однако значительно проще это сделать, пользуясь известным соотношением, определяющим взаимодействие магнитного потока и тока.

Мгновенное значение момента M_t от взаимодействия потока Φ_{1t} и потока, созданного током $i_{1,2}$ в диске,

$$M_t = c \Phi_{1t} i_{1,2},$$

где c — коэффициент пропорциональности.

Если

$$\Phi_{1t} = \Phi_{1m} \sin \omega t \quad \text{и} \quad i_{1,2} = I_{1,2m} \sin (\omega t - \gamma),$$

то

$$M_t = c \Phi_{1m} I_{1,2m} \sin \omega t \sin (\omega t - \gamma).$$

Ввиду относительно большого момента инерции подвижной части измерительного механизма ее движение будет определяться средним значением вращающего момента M за период переменного тока, т. е.

$$M = \frac{1}{T} \int_0^T M_t dt = \frac{1}{T} c \Phi_{1m} I_{1,2m} \int_0^T \sin \omega t \sin (\omega t - \gamma) dt = c \Phi_{1m} I_{1,2m} \cos \gamma. \quad (3.21)$$

В первом приближении можно считать, что индуктивное сопротивление диска мало по сравнению с его активным сопротивлением, т. е. $\alpha_1 \approx 0$ и $\gamma = \frac{\pi}{2}$. В этом случае вращающие моменты от взаимодействия потока Φ_1 и тока $I_{1,2}$, а также потока Φ_2 и тока $I_{2,2}$ будут практически равны нулю.

Определим значение вращающих моментов от взаимодействия потока Φ_1 и тока $I_{2,2}$, потока Φ_2 и тока $I_{1,2}$. Для этого воспользуемся формулой (3.21). Предположим, что углы $\alpha_1 = \alpha_2 = 0$, т. е. индуктивностью диска пренебрегаем:

$$M_1 = c_1 \Phi_1 I_{2,2} \cos \gamma_1 = c_1 \Phi_1 I_{2,2} \cos \left(\frac{\pi}{2} + \psi \right) = -c_1 \Phi_1 I_{2,2} \sin \psi; \quad (3.22)$$

$$M_2 = c_2 \Phi_2 I_{1,2} \cos \gamma_2 = c_2 \Phi_2 I_{1,2} \cos \left(\frac{\pi}{2} - \psi \right) = c_2 \Phi_2 I_{1,2} \sin \psi. \quad (3.23)$$

Из выражений (3.22) и (3.23) видно, что моменты имеют различные знаки и, казалось бы, действие их на подвижную часть будет противоположно. Однако оба момента будут действовать на подвижную часть в одну сторону, что можно доказать, основываясь на физических процессах, происходящих в измерительном механизме. Действительно, взаимодействие потока и тока в диске, который имеет возможность перемещаться, сводится к втягиванию в магнитное поле полюсов или выталкиванию из него диска с контуром тока.

Различие знаков у моментов M_1 и M_2 указывает на то, что один контур тока втягивается в поле, а другой — выталкивается из соответствующего поля. Следовательно, оба момента M_1 и M_2 совпадают по направлению и будут перемещать диск в одну сторону. Для определения направления результирующего момента можно воспользоваться правилом, по которому сила взаимодействия магнитного потока и тока или момент направлены от опережающего по фазе потока к отстающему (рис. 3.11, б). В данном случае опережающий по фазе поток Φ_1 расположен слева от потока Φ_2 , поэтому направление моментов M_1 и M_2 будет слева направо, т. е. подвижная часть будет перемещаться в направлении, указанном стрелкой (рис. 3.11, в).

Таким образом, моменты M_1 и M_2 , несмотря на разные знаки в уравнениях (3.22) и (3.23), будут совпадать по направлению. Поэтому для результирующего момента M , действующего на подвижную часть, можно написать:

$$M = M_2 + | - M_1 | = (c_2 \Phi_2 I_{1,2} + c_1 \Phi_1 I_{2,2}) \sin \psi.$$

При однородном строении диска, а также при синусоидальном характере изменения потоков можно допустить, что вихревые токи связаны с порождающими их потоками зависимостью

$$I_{1,2} = c_3 f \Phi_1 \quad \text{и} \quad I_{2,2} = c_4 f \Phi_2,$$

где f — частота изменения потоков; c_3 и c_4 — коэффициенты пропорциональности.

Тогда результирующий момент будет

$$M = (c_2 c_3 f \Phi_2 \Phi_1 + c_1 c_4 f \Phi_1 \Phi_2) \sin \psi = c f \Phi_1 \Phi_2 \sin \psi, \quad (3.24)$$

где $c = c_2 c_3 + c_1 c_4$.

Выражение (3.24) для M является общим для всех многопоточных индукционных измерительных механизмов.

Проведенный анализ показывает следующее:

1) для создания вращающего момента необходимо иметь не менее двух переменных магнитных потоков или двух составляющих одного потока, сдвинутых по фазе и смещенных в пространстве;

2) вращающий момент достигает своего максимального значения, если сдвиг по фазе между потоками равен 90° ;

3) вращающий момент зависит от частоты тока.

В настоящее время выпускаются электромеханические приборы типа АСК, предназначенные не только для измерения, но и для сигнализации изменений измеряемых величин, а также для управления различными объектами. Приборы типа АСК — узкопрофильные приборы, получившие свое название от формы

лицевой панели (наличника), имеющей вид прямоугольника, с одинаковой для всех приборов АСК высотой (30 мм) и с несколькими стандартными размерами по ширине (100, 160 или 240 мм); размер по глубине — 180—300 мм. Таким образом, прибор оформлен в корпусе, имеющем форму плоской кассеты, с плоской шкалой и со световым указателем.

При приблизительно равной длине шкалы приборы АСК занимают на щитах в 3—5 раз меньшую площадь по сравнению с приборами обычного исполнения (с круглыми или квадратными лицевыми панелями). Для повышения информативности приборы АСК снабжены двумя цветными светофильтрами (слева — зеленый, справа — красный). Светофильтры располагаются за шкалой таким образом, чтобы световой указатель при выходе значения измеряемой величины за установленные пределы изменял свой цвет. Это существенно облегчает наблюдение за показаниями приборов, так как оператору достаточно взглянуть на группу приборов, чтобы заметить, какие параметры отклонились от нормы.

Приборы АСК снабжены фоторезисторами, механически связанными со светофильтрами. При выходе светового указателя за установленное значение, фоторезистор засвечивается, его сопротивление уменьшается, ток в цепи управления возрастает, что используется для переключения цепей регулирования,

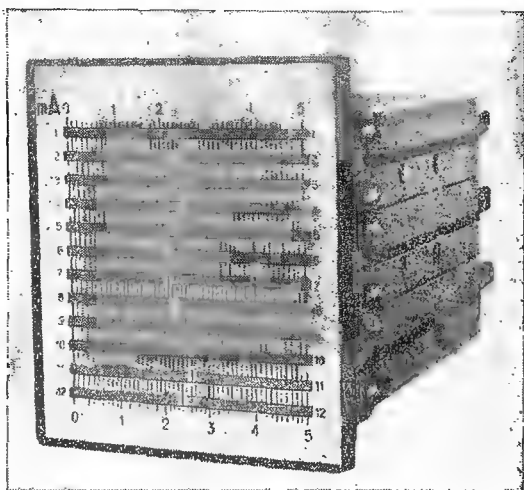


Рис. 3.12. Прибор АСК

Объединение нескольких узкопрофильных приборов в один корпус позволило создать многоканальные и многошкальные приборы АСК. Многоканальные приборы занимают в два раза меньшую площадь щита, чем равное по числу каналов количество узкопрофильных приборов. Многошкальные приборы посредством специального механизма позволяют переключать световой указатель с одной шкалы на другую одновременно с переключением измеряемого параметра.

В комплект АСК входят: амперметры и вольтметры постоянного и переменного тока, частотомеры и приборы, работающие в комплекте с термометрами сопротивления или с термопарами и др.

На рис. 3.12 показан внешний вид двенадцатиканального прибора АСК (на двенадцать измеряемых величин). Из рисунка ясно видно удобство контроля всех измеряемых параметров одновременно.

Работа по созданию комплекса приборов АСК была удостоена Государственной премии СССР в 1978 г.

3.3. Масштабные измерительные преобразователи

Масштабным называют измерительный преобразователь, предназначенный для изменения значения измеряемой величины в заданное число раз.

К масштабным измерительным преобразователям относятся: шунты, делители напряжения, измерительные трансформаторы тока и напряжения, измерительные усилители.

Шунты. На рис. 3.13 приведена схема включения магнитоэлектрического механизма с шунтом $R_{ш}$. Если необходимо иметь ток I_n в измерительном механизме меньше в n раз измеряемого тока I , то сопротивление шунта

$$R_{ш} = \frac{R_n}{n-1}, \quad (3.25)$$

где R_n — сопротивление измерительного механизма; $n = I/I_n$ — коэффициент шунтирования.

Шунты изготавливаются из манганина. На небольшие токи (до 30 А) шунты обычно помещаются в корпусе прибора (внутренние шунты); на большие токи (до 7500 А) применяются наружные шунты. Наружные шунты имеют две пары зажимов: токовые и потенциальные. Токовые зажимы служат для включения шунта в цепь с измеряемыми параметрами; к потенциальным зажимам, сопротивление между которыми равно $R_{ш}$, подключают измерительный механизм прибора.

Наружные (взаимозаменяемые) шунты разделяют на классы точности: 0,02; 0,05; 0,1; 0,2 и 0,5. Шунты применяют главным образом в цепях постоянного тока с магнитоэлектрическими измерительными механизмами.

Применение шунтов с электромагнитными, электродинамическими, ферродинамическими и индукционными измерительными механизмами нерационально из-за сравнительно большого потребления мощности этими механизмами, что приводит к существенному увеличению размеров шунтов и потребляемой мощности. Кроме того, при включении шунтов с измерительными механизмами на переменном токе возникает дополнительная погрешность от изменения частоты, так как с изменением частоты сопротивления шунта и измерительного механизма будут изменяться неодинаково.

Делители напряжения. Для расширения пределов измерения измерительных механизмов по напряжению применяют добавочные резисторы, которые включают последовательно с измерительным механизмом; они образуют делитель напряжения. Если напряжение постоянного тока, необходимое для полного отклонения подвижной части измерительного механизма, равно U_n , а измеряемое напряжение $U = mU_n$, то добавочное сопротивление

$$R_d = R_n(m-1), \quad (3.26)$$

где R_n — сопротивление измерительного механизма.

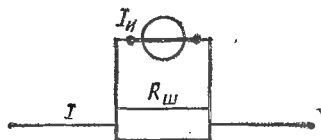


Рис. 3.13. Схема включения измерительного механизма с шунтом

Добавочные резисторы делаются из манганиновой проволоки. Они бывают щитовыми и переносными, калиброванными и ограниченно взаимозаменяемыми, т. е. такими, которые предназначены для приборов определенного типа, имеющих одинаковые электрические параметры. Добавочные резисторы применяются для напряжений до 30 кВ постоянного и переменного тока частот от 10 Гц до 20 кГц.

По точности добавочные резисторы разделяют на классы 0,01; 0,02; 0,05; 0,1; 0,2; 0,5 и 1,0.

Измерительные трансформаторы переменного тока. Измерительные трансформаторы, разделяемые на трансформаторы тока и напряжения, используются как преобразователи больших переменных токов и напряжений в относительно малые токи и напряжения, допустимые для измерений приборами с небольшими стандартными пределами измерения (например, 5 А, 100 В). Применением измерительных трансформаторов в цепях высокого напряжения достигается безопасность для персонала, обслуживающего приборы, так как приборы включаются в заземляемую цепь низкого напряжения. Упрощаются и конструкции приборов, так как они применяются в цепях низкого напряжения, и при этом отсутствует гальваническая связь между первичной цепью и приборами.

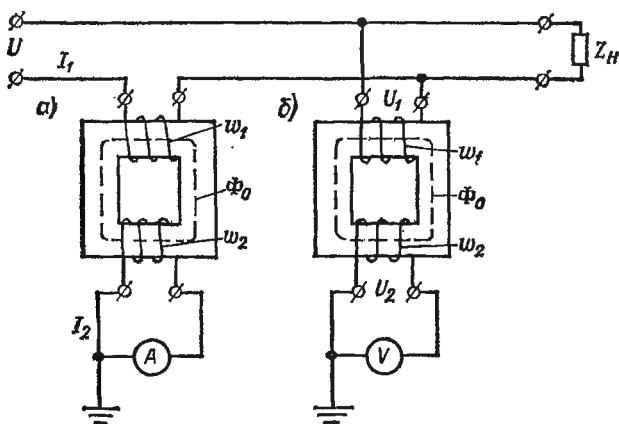


Рис. 3.14. Схемы включения измерительных трансформаторов тока (а) и напряжения (б)

Измерительные трансформаторы состоят из двух изолированных друг от друга обмоток: первичной с числом витков w_1 и вторичной — w_2 , помещенных на ферромагнитный сердечник (рис. 3.14, а и б).

В трансформаторах тока, как правило, первичный ток I_1 больше вторичного I_2 , поэтому в них $w_1 < w_2$. Первичная обмотка выполняется из провода различного сечения, в зависимости от номинального первичного тока $I_{1н}$. В трансформаторах тока с $I_{1н}$ свыше

500 А она может состоять из одного витка — в виде прямой медной шины (или стержня), проходящей через окно сердечника.

В трансформаторах напряжения первичное напряжение U_1 больше вторичного U_2 , поэтому в них $w_1 > w_2$. Обе обмотки выполняются из относительно тонкого проводника. По нормам вторичное номинальное напряжение $U_{2н}$ у стандартных трансформаторов составляет 100 и $100/\sqrt{3}$ В при различном значении первичного номинального напряжения $U_{1н}$.

По схемам включения в измеряемую цепь и по условию работы трансформаторы тока и напряжения отличаются друг от друга. У трансформаторов тока первичная обмотка включается в измеряемую цепь последовательно. Первичная обмотка трансформатора напряжения включается в измеряемую цепь параллельно. Измерительные приборы включаются во вторичную обмотку трансформатора.

По показаниям приборов, включенных во вторичные обмотки, можно определить значения измеряемых величин. Для этого необходимо их показания умножить на коэффициенты K_I и K_U .

Для трансформатора тока

$$K_I = \frac{I_1}{I_2};$$

для трансформатора напряжения

$$K_U = \frac{U_1}{U_2}.$$

Коэффициенты K_I и K_U называются действительными коэффициентами трансформации.

Таким образом, зная показания амперметра I_2 и вольтметра U_2 измеряемый ток I_1 и напряжение U_1 можно подсчитать по формулам:

$$I_1 = K_I I_2 \quad \text{и} \quad U_1 = K_U U_2.$$

Как будет доказано ниже, значения вторичных величин изменяются не пропорционально изменению первичных, т. е. K_I и K_U не остаются постоянными. Они зависят от режима работы трансформатора, т. е. от значения токов и напряжений, характера и значения нагрузки вторичной цепи, частоты тока, а также от конструктивных данных трансформатора и качества материала сердечника.

Обычно показание прибора умножается не на действительный, а на номинальный коэффициент трансформации. Последний всегда указывается на щитке трансформатора в виде дроби, числитель которой есть номинальное значение первичной, а знаменатель — вторичной величины. Номинальный коэффициент трансформации для данного трансформатора является постоянной величиной.

Для трансформаторов тока номинальный коэффициент трансформации будем обозначать K_{In} ; для трансформатора напряжения — K_{Un} .

Определение измеряемых величин по номинальным коэффициентам трансформации приводит к погрешностям. Относительная погрешность вследствие неравенства действительного и номинального коэффициентов трансформации может быть определена (в процентах):

для трансформатора тока

$$f_I = \frac{I'_1 - I_1}{I_1} 100 = \frac{K_{I_n} - K_I}{K_I} 100,$$

где $I'_1 = K_{I_n} I_2$ и $I_1 = K_I I_2$;

для трансформатора напряжения

$$f_U = \frac{U'_1 - U_1}{U_1} 100 = \frac{K_{U_n} - K_U}{K_U} 100,$$

где $U'_1 = K_{U_n} U_2$ и $U_1 = K_U U_2$.

Погрешность f_I называется токовой погрешностью, а f_U — погрешностью напряжения. Кроме этих погрешностей у измерительных трансформаторов имеется еще так называемая угловая погрешность. Она получается из-за неточности передачи фазы вторичной величины по сравнению с первичной. Угловая погрешность измерительных трансформаторов оказывает влияние на показания только таких приборов, отклонение подвижной части которых зависит от фазы между токами в цепях этих приборов. К ним относятся ваттметры, счетчики энергии, фазометры.

Как известно из теории трансформаторов, в идеальном случае вектор вторичного тока I_2 сдвинут по фазе относительно вектора первичного тока I_1 на 180° . Такой же сдвиг по фазе должен быть между векторами вторичного U_2 и первичного U_1 напряжений в трансформаторе напряжения. В реальном трансформаторе угол между повернутым на 180° вектором вторичной величины ($-I_2$ или $-U_2$) и соответствующим вектором первичной величины (I_1 или U_1) не будет равен нулю, а составляет угол δ , который называется угловой погрешностью трансформатора. Погрешность считается положительной, если повернутый на 180° вектор вторичной величины опережает вектор первичной величины.

Измерительный трансформатор тока. Трансформатор тока работает в режиме, близком к короткому замыканию, так как в его вторичную обмотку включаются приборы с малым сопротивлением. Полное суммарное сопротивление $Z = R + jX$ приборов и подводящих проводов является нагрузкой трансформатора тока.

На рис. 3.15 приведена векторная диаграмма трансформатора тока, построение которой начато с вектора $I_2 \omega_2$ — магнитодвижущей силы (м. д. с.) вторичной обмотки. Вектор напряжения U_2 получен как сумма векторов падений напряжения $I_2 R$ и $I_2 X$ на активном R и реактивном X сопротивлениях нагрузки при токе I_2 во вторичной цепи трансформатора.

где φ_0 — угол между векторами $I_0 w_1$ и $I_2 w_2$; ψ_2 — угол между векторами $I_2 w_2$ и э. д. с. E_2 .

Поскольку угол δ_I мал (не более 1°), то можно положить $\cos \delta_I \approx \approx 1$. Тогда

$$I_1 = \frac{I_2 w_2 + I_0 w_1 \cos(\varphi_0 - \psi_2)}{w_1}. \quad (3.27)$$

Действительный коэффициент трансформации трансформатора тока

$$K_I = \frac{I_1}{I_2} = \frac{w_2}{w_1} + \frac{I_0 \cos(\varphi_0 - \psi_2)}{I_2}. \quad (3.28)$$

Токовая погрешность (в процентах)

$$f_I = \frac{K_{I\text{н}} - K_I}{K_I} 100 \approx \left(1 - \frac{K_I}{K_{I\text{н}}}\right) 100, \quad (3.29)$$

так как в знаменателе можно заменить K_I на $K_{I\text{н}}$ ввиду того, что они мало отличаются друг от друга.

Подставляя в выражение (3.29) значение из (3.28), получим (в процентах)

$$f_I = \left[1 - \frac{w_2}{w_1 K_{I\text{н}}} - \frac{I_0 \cos(\varphi_0 - \psi_2)}{K_{I\text{н}} I_2}\right] 100. \quad (3.30)$$

Выражение для угловой погрешности δ_I можно получить из той же диаграммы (рис. 3.15):

$$\operatorname{tg} \delta_I = \frac{BC}{OB} = \frac{I_0 w_1 \sin(\varphi_0 - \psi_2)}{I_2 w_2 + I_0 w_1 \cos(\varphi_0 - \psi_2)}. \quad (3.31)$$

Так как I_0 составляет небольшое значение от I_2 , $w_1 \ll w_2$ и $\cos(\varphi_0 - \psi_2) < 1$, то вторым слагаемым в знаменателе выражения (3.31) можно пренебречь. Кроме того, ввиду малости угла δ_I можно положить $\operatorname{tg} \delta_I \approx \delta_I$. Тогда угловая погрешность (в радианах)

$$\delta_I = \frac{I_0 w_1 \sin(\varphi_0 - \psi_2)}{I_2 w_2}$$

или (в минутах)

$$\delta_I = 3438 \frac{I_0 w_1 \sin(\varphi_0 - \psi_2)}{I_2 w_2}. \quad (3.32)$$

Из векторной диаграммы и уравнений погрешностей можно сделать следующие выводы.

Погрешности трансформатора тока увеличиваются по мере возрастания м. д. с. $I_0 w_1$. Токовую погрешность для одного значения I_2 можно свести к нулю; для этого необходимо выполнить условие, вытекающее из уравнения (3.30):

$$\frac{I_0 \cos(\varphi_0 - \psi_2)}{K_{I\text{н}} I_2} = 1 - \frac{w_2}{w_1 K_{I\text{н}}},$$

что обычно и делается подбором числа витков ω_2 вторичной обмотки. Для других значений тока I_2 погрешность не будет равна нулю, так как ток I_0 изменяется не пропорционально току I_2 .

Ток I_0 зависит от качества материала сердечника, его размеров, числа витков, а также от характера и значения нагрузки во вторичной цепи.

Увеличение сопротивления вторичной обмотки и возрастание нагрузки, т. е. включение большого числа приборов, приводят к повышению э. д. с. E_2 , что в свою очередь увеличивает ток I_0 и погрешности.

Соотношение между активной и реактивной составляющими сопротивления вторичной обмотки, а также параметры включенных в цепь вторичной обмотки приборов влияют как на значения погрешностей f_I и δ_I , так и на их знаки. Угол φ_0 практически остается неизменным, в то время как угол φ_2 зависит от соотношения между индуктивным и активным сопротивлениями обмотки и приборов.

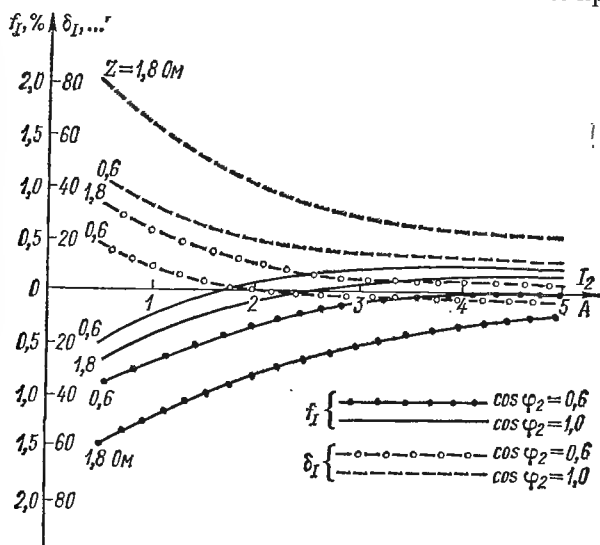


Рис. 3.16. Погрешности трансформатора тока в зависимости от значения и характера нагрузки

При возрастании индуктивного сопротивления нагрузки угол φ_2 увеличивается, что приводит к увеличению токовой погрешности f_I и к уменьшению угловой погрешности δ_I , так как $\cos(\varphi_0 - \varphi_2)$ при этом растет, а $\sin(\varphi_0 - \varphi_2)$ уменьшается [см. уравнения (3.30) и (3.32)].

На рис. 3.16 даны типичные для трансформаторов тока кривые токовой погрешности f_I и угловой погрешности δ_I в зависимости от тока I_2 при различных значениях нагрузки Z во вторичной цепи и при различном ее характере.

Для переносных многопредельных измерительных трансформаторов (ГОСТ 9032—69 Трансформаторы измерительные лабораторные) установлены классы точности трансформаторов тока 0,01; 0,02; 0,05; 0,1; 0,2. Измерительные трансформаторы (лабораторные) должны изготавливаться на номинальную частоту или область номинальных частот от 25 Гц до 10 кГц. Трансформаторы тока изготавливаются на различные номинальные значения первичного тока, лежащие в пределах от 0,1 А до 30 кА, и на номинальное значение вторичного тока 5 А. Для частоты 50 Гц допускается изготовление трансформаторов тока на номинальный вторичный ток 1 и 2 А.

Стационарные трансформаторы тока, предназначенные для внутренних и наружных установок переменного тока частоты 50 Гц (ГОСТ 7746—68), делаются на номинальные первичные токи от 1 А до 40 кА и номинальные вторичные токи 1¹, 2¹, 2,5; 5 А. Они делятся на классы точности, указанные в табл. 3.2.

Таблица 3.2

Класс точности	Значение первичного тока в процентах от номинального	Предельное значение		Пределы вторичной нагрузки в процентах от номинальной (при $\cos \varphi = 0,8$)
		токовой погрешности, %	угловой погрешности, ...	
0,2	$120 \div 100$ 20 10	$\pm 0,20$ $\pm 0,35$ $\pm 0,50$	± 10 ± 15 ± 20	$25 \div 100$
0,5	$120 \div 100$ 20 10	$\pm 0,50$ $\pm 0,75$ $\pm 1,0$	± 30 ± 45 ± 60	$25 \div 100$
1	$120 \div 100$ 20 10	$\pm 1,0$ $\pm 1,5$ $\pm 2,0$	± 60 ± 90 ± 120	$25 \div 100$
3	$120 \div 50$	$\pm 3,0$	Не нормируются	$50 \div 100$
10	—	$\pm 10,0$		—

Трансформаторы тока изготавливаются на определенную номинальную вторичную нагрузку. Для трансформаторов тока, параметры которых приведены в табл. 3.2, номинальная нагрузка лежит в пределах 2,5—100 В·А при $\cos \varphi_2 = 0,8$.

Конструктивное оформление трансформаторов тока различно в зависимости от назначения, рабочего напряжения, класса точности и значения первичного номинального тока. Большое влияние на конструкцию трансформаторов тока оказывает значение рабочего напряжения: чем оно выше, тем больше размеры трансформатора и тем лучшего качества применяется изоляция.

В трансформаторах тока для уменьшения (компенсации) погрешностей могут быть применены дополнительные устройства. Такие трансформаторы называются компенсированными. Несмотря на некоторое усложнение конструкции, они имеют меньшие массу и размеры, чем некомпенсированные, при тех же характеристиках.

Чаще всего компенсация погрешностей в таких трансформаторах основана на искусственном подмагничивании сердечника дополнительными полями, благодаря которым возрастает магнитная проницаемость, что приводит к относительному уменьшению намагничивающего тока I_0 .

¹ При номинальном первичном токе до 3000 А.

Наибольшее влияние дополнительное подмагничивание сердечника имеет при малых значениях первичного тока I_1 , при которых для некомпенсированных трансформаторов погрешность увеличивается (рис. 3.16).

Практически компенсация подмагничиванием осуществляется применением дополнительных обмоток или подмагничиванием за счет потоков рассеяния.

На рис. 3.17 показаны кривые токовой f_I и угловой δ_I погрешностей обычного трансформатора тока (кривые 1 и 4) и компенсированного (кривые 2 и 3).

Измерительные трансформаторы напряжения. Если измерительные трансформаторы тока работают в режиме, близком к короткому замыканию вторичной цепи, то измерительные трансформаторы напряжения работают в режиме, близком к холостому ходу, так как во вторичную обмотку включаются приборы с относительно большим внутренним сопротивлением.

На рис. 3.18 приведена векторная диаграмма трансформатора напряжения.

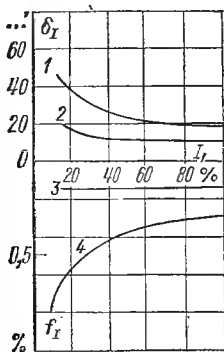


Рис. 3.17. Кривые погрешностей трансформаторов тока

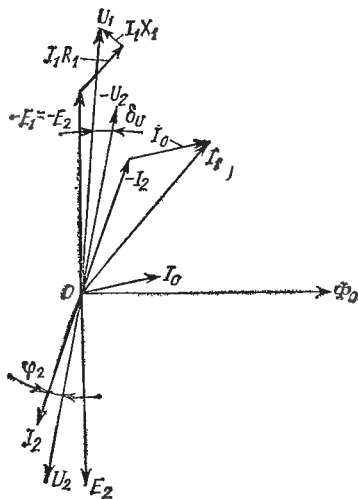


Рис. 3.18. Векторная диаграмма трансформатора напряжения

Для большей наглядности диаграммы полагаем число витков первичной ω_1 и вторичной ω_2 обмоток одинаковыми (в действительности $\omega_1 > \omega_2$). Это позволяет заменить векторы магнитодвижущих сил соответствующими токами.

Последовательность построения векторной диаграммы трансформатора напряжения от тока I_2 до I_1 включительно такая же, как и в трансформаторе тока.

Векторы напряжения U_2 на вторичной обмотке трансформатора (приборах) и э. д. с. E_2 найдем на основании следующих уравнений:

$$\begin{aligned} \dot{U}_2 &= \dot{I}_2(R + jX); \\ \dot{E}_2 &= \dot{U}_2 + \dot{I}_2(R_2 + jX_2), \end{aligned} \quad (3.33)$$

где R и X — эквивалентные активное и реактивное сопротивления

приборов во вторичной цепи; R_2 и X_2 — активное и реактивное сопротивления вторичной обмотки.

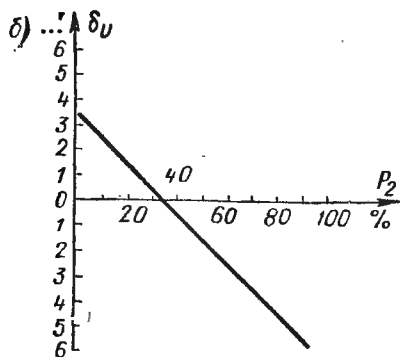
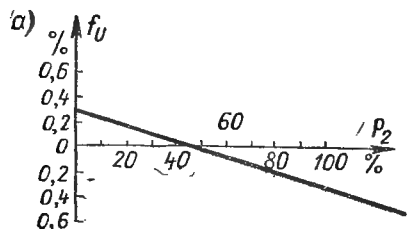
Вектор первичного напряжения U_1 получен сложением повернутого на 180° вектора э. д. с. E_2 с падением напряжения на активном R_1 и реактивном X_1 сопротивлениях первичной обмотки трансформатора:

$$U_1 = -E_2 + I_1(R_1 + jX_1).$$

Учитывая (3.33) и значение $I_1 = I_0 - I_2$, получим

$$U_1 = -U_2 + I_0 R_1 + jI_0 X_1 - I_2(R_1 + R_2) - jI_2(X_1 + X_2). \quad (3.34)$$

Из (3.34) следует, что вектор первичного напряжения U_1 не равен вектору вторичного напряжения U_2 , несмотря на то, что было принято $w_1 = w_2$. Степень этого неравенства, а следовательно, погрешности напряжения f_U и угловая δ_U зависят от токов I_2 и I_0 и сопротивлений обмоток трансформатора. Наибольшее влияние на погрешности оказывает нагрузка во вторичной цепи трансформатора.



На рис. 3.19 приведены типичные графики погрешностей трансформаторов напряжения в зависимости от значения мощности во вторичной цепи, выраженной в процентах от номинального значения. Начиная с некоторого значения мощности, погрешности непрерывно увеличиваются. Во вторичную цепь нужно включать такое количество приборов, чтобы потребляемая ими мощность не превышала номинальной мощности трансформатора, обычно указываемой на его щитке.

Стационарные трансформаторы напряжения делят на классы точности 0,5; 1 и 3, а лабораторные — на классы 0,05; 0,1; 0,2 и 0,5.

Стационарные трансформаторы напряжения изготавливаются на различные номинальные напряжения от 127 В до 35 кВ при вторичном напряжении 150, 100 и $100/\sqrt{3}$ В для номинальной нагрузки от 5 до 25 В·А с $\cos \varphi = 0,8 \div 1,0$.

Лабораторные трансформаторы чаще всего бывают переносными на не-

сколько пределов измерения. Для трехфазных цепей изготавливаются трехфазные трансформаторы напряжения.

По внешнему виду и устройству трансформаторы напряжения мало отличаются от силовых трансформаторов на небольшие мощности.

Измерительные трансформаторы постоянного тока. Измерительные трансформаторы постоянного тока и постоянного напряжения нашли применение при измерениях токов и напряжений в высоковольтных установках передачи

энергии постоянному току, а также во всех случаях, когда использование шунтов невозможно или нецелесообразно. Последнее имеет место при измерениях очень больших постоянных токов (свыше 10 000 А). Такие токи встречаются, например, в алюминиевой промышленности, и шунты для них получаются весьма громоздкими и дорогими.

Принцип действия измерительных трансформаторов постоянного тока существенно отличается от обычных измерительных трансформаторов, но выполняют они ту же задачу. Принципиальная схема трансформатора постоянного тока, иллюстрирующая идею устройства, приведена на рис. 3.20.

Сердечники I и II, одинаковые по своим размерам, изготавливают из ферромагнитного материала с высокой магнитной проницаемостью. Первичные обмотки этих сердечников соединяют последовательно, и по ним протекает измеряемый постоянный ток I_1 . Вторичные обмотки соединяют параллельно или последовательно (на рис. 3.20 осуществлено последовательное соединение) и через выпрямители подключают к вспомогательному источнику переменного тока $U_{\sim}$.

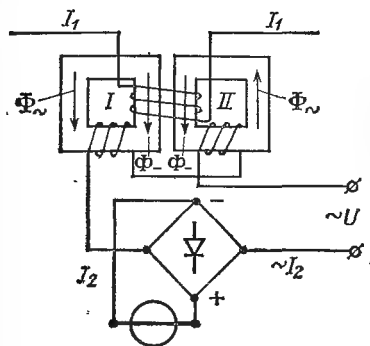


Рис. 3.20. Принципиальная схема измерительного трансформатора постоянного тока

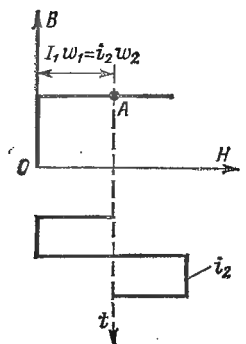


Рис. 3.21. Построение кривой вторичного тока для измерительного трансформатора постоянного тока

Предположим, что основная кривая намагничивания сердечников имеет вид, показанный в верхней части рис. 3.21, на которой действительная плавная кривая заменена «идеальной кривой». Под действием постоянного тока сердечники намагнитятся; рабочую точку на основной кривой намагничивания обозначим A .

Вторичные обмотки включены так, что в течение каждого полупериода вспомогательного переменного тока i_2 в одном сердечнике переменная составляющая магнитного потока направлена навстречу потоку от постоянного тока в первичных обмотках, тогда как в другом сердечнике в это время оба магнитных потока совпадают по направлению. Пусть, например, вычитание переменной составляющей из постоянной происходит в сердечнике I (рис. 3.20). Тогда, как видно из рис. 3.21, до момента равенства м. д. с. $I_1 w_1$ постоянного и $i_2 w_2$ переменного токов изменений магнитного потока не происходит. При равенстве м. д. с. происходит резкое изменение магнитного потока, и во вторичной обмотке возникает э. д. с., которая и уравнивает приложенное напряжение, если только пренебречь, вследствие его малости, падением напряжения в обмотках и в нагрузке трансформатора. Очевидно, что потоки сердечника II в этом полупериоде никакого влияния на значение тока в цепи не оказывают, так как из-за совпадения в этом сердечнике по направлению постоянного и переменного потоков рабочая точка A переместится вправо и никаких изменений индукции в сердечнике II не произойдет.

В следующий полупериод напряжение вспомогательного источника питания уравнивается э. д. с. во вторичной обмотке сердечника II.

Если ток I_1 изменится, например увеличится, то рабочая точка А на кривой намагничивания переместится вправо и, следовательно, ток во вторичной цепи будет нарастать до большего значения, так как ограничивающая его э. д. с. возникает лишь при изменении потока в сердечнике, при равенстве:

$$I_1 w_1 = I_2 w_2. \quad (3.35)$$

Отсюда следует, что ток во вторичных обмотках не зависит от напряжения и частоты вспомогательного источника питания, если только напряжение последнего достаточно для получения требуемого равенством (3.35) значения вторичного тока.

Таким образом, описанное устройство действительно ведет себя как трансформатор. Из рис. 3.21 видно, что во вторичных обмотках переменный ток должен иметь прямоугольную форму, а в диагонали моста, где включен измерительный механизм, будет протекать постоянный ток.

Действительная кривая намагничивания ферромагнитных материалов с высокой начальной магнитной проницаемостью отличается от приведенной идеализированной кривой, и это обстоятельство наряду с наличием рассеяния во вторичных обмотках сердечников и сопротивления вторичной цепи является источником погрешности трансформаторов, а именно погрешности коэффициента трансформации.

Номинальный коэффициент трансформации принимается равным отношению номинальных значений токов в первичной и вторичной обмотках, т. е.,

$$K_{\text{ном}} = I_{1\text{ном}} / I_{2\text{ном}}$$

Рис. 3.22. Погрешность коэффициента трансформации при различных нагрузках во вторичной цепи

где $I_{2\text{ном}}$ — среднее значение выпрямленного тока.

Действительным коэффициентом трансформации измерительного трансформатора

постоянного тока называется отношение токов в первичной обмотке и выпрямленного во вторичной, т. е.,

$$K = I_1 / I_2,$$

где I_2 — среднее значение выпрямленного тока.

Относительной погрешностью f_I коэффициента трансформации трансформатора постоянного тока называется разность значений номинального и действительного коэффициентов, отнесенная к значению действительного коэффициента трансформации, т. е.,

$$f_I = \frac{K_{\text{ном}} - K}{K} \cdot 100.$$

На рис. 3.22 показаны кривые погрешностей коэффициента трансформации трансформатора постоянного тока с номинальным коэффициентом трансформации $K_{\text{ном}} = 5/1$ при неизменном напряжении вспомогательного источника питания и сопротивлениях нагрузки $R = 0$ (кривая 1) и $R = 60$ Ом (кривая 2).

Принцип действия измерительного трансформатора напряжения постоянного тока такой же, как и трансформатора постоянного тока, но в его устройстве имеются некоторые отличия. В целях уменьшения тока I_1 , потребляемого от исследуемого источника (например, этот ток может быть равен 10 мА), первичные обмотки сердечников делаются из тонкой проволоки с большим числом витков. Первичные обмотки соединяются последовательно и через добавочный резистор подключаются к измеряемому напряжению.

Вторичные обмотки сердечников соединяются параллельно и встречно для взаимной компенсации в первичных обмотках индуцированных э. д. с., которые

могут достигать больших значений из-за значительного числа витков первичных обмоток. Трансформаторы напряжения постоянного тока, так же как и трансформаторы постоянного тока, имеют погрешность коэффициента трансформации, которая главным образом зависит от характеристик материала сердечника.

3.4. Измерение постоянных токов, напряжений и количества электричества

Общие замечания. Измерение постоянных токов и напряжений в подавляющем большинстве случаев производится посредством магнитоэлектрических амперметров и вольтметров. Для этой цели применяют также электромагнитные, электродинамические, ферродинамические и электростатические приборы, а также потенциометры постоянного тока (см. гл. 5) и цифровые приборы (гл. 6).

Для измерения малых количеств электричества, протекающих в течение коротких промежутков времени (доли секунды), применяют главным образом баллистические гальванометры. Большие количества электричества, протекающие за большой промежуток времени (например, в течение нескольких часов), измеряют кулонметрами.

Магнитоэлектрические амперметры и вольтметры. Измерительные механизмы магнитоэлектрических амперметров и вольтметров принципиально не различаются. В зависимости от назначения прибора (для измерения тока или напряжения) меняется его измерительная цепь. В амперметрах измерительный механизм включается в цепь непосредственно или при помощи шунта. В вольтметрах последовательно с измерительным механизмом включается добавочный резистор, и прибор подключается к тем точкам схемы, между которыми необходимо измерить напряжение.

Амперметр без шунта применяется в том случае, если весь измеряемый ток можно пропустить через токоподводящие пружинки (или растяжки) и обмотку рамки измерительного механизма. Обычно значение этого тока не превышает 20—30 мА, т. е. такая схема возможна только для микро- и миллиамперметров.

Характер измерительной цепи в значительной степени определяется также допустимой температурной погрешностью и пределом измерения прибора.

Изменение температуры прибора сказывается на его работе следующим образом.

1. При повышении температуры удельный противодействующий момент пружинки (или растяжек) уменьшается примерно на 0,2—0,4% на каждые 10 К повышения температуры. Магнитный поток постоянного магнита падает приблизительно на 0,2% на каждые 10 К повышения температуры.

Так как ослабление пружинки и уменьшение магнитного потока вызывают одинаковые изменения противодействующего и вращающего моментов по значению, но с разными знаками, то эти два явления практически взаимно компенсируют друг друга.

2. Изменяется электрическое сопротивление обмотки рамки и пружинок. Это является основным источником температурной погрешности магнитоэлектрических приборов.

В большинстве случаев температурная погрешность вольтметров является незначительной. Это объясняется тем, что температурный коэффициент сопротивления (ТКС) цепи вольтметра определяется не только ТКС «медной» части обмотки измерительного механизма, но и добавочного резистора, выполняемого из материала с очень малым ТКС.

Наиболее неблагоприятным в отношении влияния температуры является амперметр с шунтом. При повышении температуры и неизменных значениях измеряемого тока и сопротивления шунта $R_{ш}$ (шунт, как указывалось выше, выполняется из манганина) ток I , протекающий через измерительный механизм, уменьшается и появляется отрицательная погрешность.

Для компенсации температурной погрешности часто применяются специальные схемы. Наиболее широко используемые схемы для температурной компенсации представлены на рис. 3.23 и 3.24. Простейшим способом уменьшения температурной погрешности является включение последовательно с обмоткой рамки добавочного резистора R_d из манганина (рис. 3.23). Недостаток этой схемы заключается в том, что на рамку попадает только часть напряжения, снимаемого с шунта. Для прибора класса точности 0,2 напряжение, подаваемое на рамку, составляет всего 5%. Обычно этот способ применяется только для приборов класса точности не выше 1,0.

Последовательно-параллельная схема (рис. 3.24) широко используется в при-

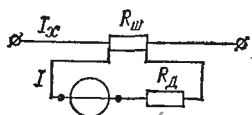


Рис. 3.23. Схемы для температурной компенсации амперметров с добавочным резистором

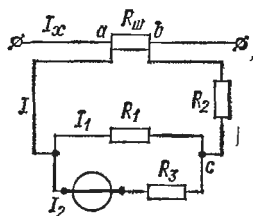


Рис. 3.24. Последовательно-параллельная схема для температурной компенсации

борах высоких классов точности (0,5; 0,2; 0,1). В такой схеме последовательно с медной рамкой включается резистор из манганина R_3 . Эта цепь шунтируется резистором R_1 из материала с большим температурным коэффициентом (меди или никеля) и через последовательно включенный манганиновый резистор R_2 подключается к шунту $R_{ш}$. При повышении температуры возрастают сопротивления рамки и R_1 . Однако, поскольку последовательно с рамкой включен резистор R_3 , имеющий практически нулевой температурный коэффициент, то по сравнению с цепью рамки увеличение сопротивления в цепи R_1 будет больше. Поэтому изменится распределение токов I_2 и I_1 таким образом, что в обмотку рамки будет отводиться несколько большая часть общего тока, чем раньше. Так как сопротивление между точками a и c увеличивается, а ток I_x не изменяется, напряжение U_{ac} между этими точками несколько увеличится. Выбором сопротивлений можно добиться того, чтобы при изменении температуры ток в обмотке рамки менялся в пределах, определяемых допусковым значением температурной погрешности,

При создании приборов для измерения очень малых напряжений (например, э. д. с. термопар) желательно, чтобы всё напряжение подводилось непосредственно к цепи измерительного механизма. В этом случае температурная компенсация осуществляется не с помощью схем, а посредством термомагнитного шунта. Такой шунт выполняется из специальных магнитных материалов (сплавов меди с никелем или железа с никелем), у которых магнитная проницаемость существенно уменьшается при возрастании температуры. Конструктивно термомагнитный шунт представляет собой пластинки, которыми замыкаются полюсные наконечники постоянного магнита. При повышении температуры магнитное сопротивление шунта возрастает, что приводит к увеличению индукции в воздушном зазоре и к малой зависимости показаний от температуры.

Магнитоэлектрические амперметры и вольтметры выпускают переносными и щитовыми. Переносные приборы в большинстве случаев делают высокоточными (классов $0,1—0,5$), многопредельными (до нескольких десятков пределов) и часто комбинированными (например, вольтамперметрами). В качестве многопредельного комбинированного прибора можно указать, например, милливольт-миллиамперметр типа М1109 класса точности 0,2. Прибор имеет 15 пределов измерений: 8 — по напряжению (от 15 мВ до 3 В) и 7 — по току (от 0,15 до 60 мА). Щитовые приборы выпускают обычно однопредельными, чаще всего классов точности 1,0 и 1,5.

Магнитоэлектрические гальванометры¹. Гальванометром называется электроизмерительный прибор с неградуированной шкалой, имеющий высокую чувствительность к току или напряжению. Гальванометры широко используются в качестве нуль-индикаторов, а также для измерения малых токов, напряжений и количеств электричества, если известна постоянная гальванометра.

Кроме магнитоэлектрических существуют и некоторые другие виды гальванометров, например электростатические, называемые электрометрами. Однако их применение весьма ограничено.

Основное требование, предъявляемое к гальванометрам, — высокая чувствительность, которая достигается, главным образом, путем уменьшения противодействующего момента и использования светового указателя с большой длиной луча.

По конструктивному оформлению различают: а) гальванометры переносные (со встроенной шкалой), в которых используются как стрелочные, так и световые указатели; б) гальванометры зеркальные, с отдельной шкалой, требующие стационарной установки по уровню.

В переносных гальванометрах подвижная часть устанавливается на растяжках, а в зеркальных — на подвесе (рис. 3.25). В последнем

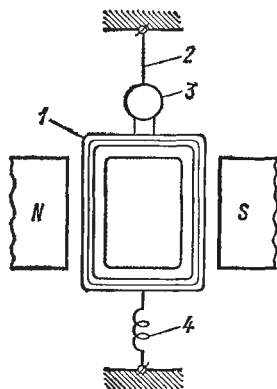


Рис. 3.25. Схематическое устройство гальванометра на подвесе

¹ Теория движения подвижной части гальванометра рассмотрена в § 3,10.

случае токоподвод к обмотке рамки 1 осуществляется посредством подвеса 2 и безмоментной нити 4. Для измерения угла поворота рамки служит зеркальце 3, на которое фокусируется луч света от специального осветителя.

Постоянная зеркального гальванометра данной конструкции зависит от расстояния между зеркальцем и шкалой. Ее условились выражать для расстояния, равного 1 м, например: $C_I = 1,2 \cdot 10^{-6} \text{ А} \cdot \text{м/мм}$. Для переносных гальванометров в паспорте указывают цену деления шкалы, например: 1 деление = $0,5 \cdot 10^{-6} \text{ А}$.

Наиболее чувствительные современные зеркальные гальванометры имеют постоянную до $10^{-11} \text{ А} \cdot \text{м/мм}$; у переносных гальванометров постоянная составляет примерно $10^{-8} - 10^{-9} \text{ А/дел}$.

Стандарт на гальванометры (ГОСТ 7324 — 68) допускает отклонение постоянной (или цены деления) от указанной в паспорте на $\pm 10\%$.

Важной характеристикой гальванометра является постоянство нулевого положения указателя, под которым понимают невозвращение указателя к нулевой отметке при плавном его движении от крайней отметки шкалы. По этому параметру гальванометры делят на разряды постоянства. Условное обозначение разряда постоянства нулевого положения указателя гальванометра, состоящее из цифрового обозначения разряда постоянства, заключенного в ромб, наносят на шкалу гальванометра при маркировке.

Многие гальванометры снабжают магнитным шунтом. Регулируя положение шунта посредством выведенной наружу ручки, можно менять значение магнитной индукции в рабочем зазоре. При этом изменяется постоянная, а также ряд других параметров гальванометра. По требованию стандарта, магнитный шунт должен изменять постоянную по току не менее чем в 3 раза. В паспорте гальванометра и в его маркировке указывают значения постоянной при двух крайних положениях шунта — полностью введенном и полностью выведенном.

Гальванометр должен иметь корректор, перемещающий при круговом вращении указатель в ту или другую сторону от нулевой отметки. Гальванометры с подвижной частью на подвесе должны быть снабжены арретиром (приспособлением для механической фиксации подвижной части), который включают, например, при переноске прибора.

Гальванометры ввиду высокой чувствительности необходимо защищать от помех. Так, от механических сотрясений гальванометры защищают, устанавливая их на капитальные стены или специальные фундаменты; от токов утечек — электростатическим экранированием и т. п.

Характер движения подвижной части гальванометра при изменении измеряемой величины зависит от его успокоения, которое определяется сопротивлением внешней цепи. Для удобства работы с гальванометром это сопротивление подбирают близким к так называемому внешнему критическому сопротивлению R_k , указанно-

му в паспорте гальванометра. Если гальванометр замкнут на внешнее критическое сопротивление, то указатель плавно и за минимальное время подходит к положению равновесия, не переходит его и не совершает около него колебаний (см. § 3.10).

Баллистический гальванометр позволяет измерять малые количества электричества (импульс тока), протекающие в течение коротких промежутков времени — долей секунды. Таким образом, баллистический гальванометр предназначен для импульсных измерений. Теория баллистического гальванометра (см. § 3.10) показывает, что если принять допущение о том, что подвижная часть начинает свое движение после окончания импульса тока в обмотке подвижной рамки, то количество электричества Q , протекшее в цепи, пропорционально первому максимальному отклонению указателя α_{1m} , т. е.

$$Q = C_6 \alpha_{1m}, \quad (3.36)$$

где C_6 — баллистическая постоянная гальванометра, выражаемая в кулонах на деление.

Следует отметить, что C_6 не остается неизменной для данного гальванометра, а зависит от сопротивления внешней цепи, что требует обычно ее определения в процессе измерений опытным путем.

Указанное выше допущение выполняется тем точнее, чем больше момент инерции подвижной части гальванометра и, следовательно, больше период свободных колебаний T_0 . Для баллистических гальванометров T_0 составляет десятки секунд (для обычных гальванометров — единицы секунд). Это достигается увеличением момента инерции подвижной части гальванометра с помощью дополнительной детали в виде диска.

Кулонметры. Прибором для измерения количества электричества является щитовой милликулонметр типа М368. Он имеет пределы измерения 0—30—150 мКл. Основная погрешность прибора не превышает 5%. Длительность измеряемых импульсов тока должна находиться в пределах 0,05—2 с, амплитуда импульса — в пределах от 20 до 200 мА, форма импульса — практически прямоугольная.

Прибор имеет магнитоэлектрический измерительный механизм и отличается особенностью — в нем отсутствует устройство для создания противодействующего момента. Подвод тока к обмотке рамки осуществляется посредством безмоментных токоподводов. Обмотка рамки намотана на толстый алюминиевый каркас, в котором при движении рамки индуцируется ток, создающий тормозной момент.

Под действием вращающего и тормозного моментов рамка поворачивается с постоянной, пропорциональной току, скоростью в течение всего времени, пока длится импульс тока. При этом величина отброса стрелки будет пропорциональна произведению длительности импульса и значения тока, т. е. количеству электричества, протекающему через прибор.

Возвращение стрелки на нуль производится пропусканьем через прибор тока обратного направления, создаваемого посредством постороннего источника.

Счетчики количества электричества (счетчики ампер-часов) предназначены для измерения количества электричества, протекающего в течение длительного времени. Например, их используют для контроля процесса заряда и разряда аккумуляторов.

Применяют две разновидности счетчиков количества электричества — магнитоэлектрические и электролитические.

Принцип действия и устройство выпускаемых промышленностью магнитоэлектрических счетчиков (СА-М640 и СА-640У) состоят в следующем. Между полюсами двух постоянных магнитов вращается алюминиевый диск, на котором размещены три катушки, соединенные треугольником. При прохождении по катушкам тока последний, взаимодействуя с потоком постоянных магнитов, создает вращающий момент. Для обеспечения постоянного направления вращения диска постоянный ток подводится к катушкам через трехпластинчатый коллектор.

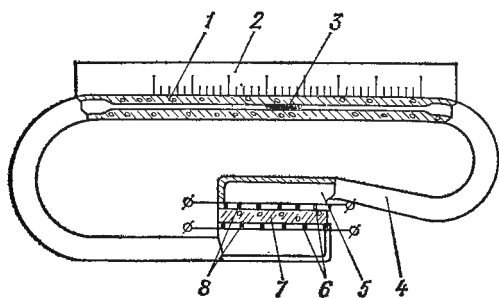


Рис. 3.26. Измерительный элемент электролитического кулонметра

вихревых токов, возникающих при прохождении диска между полюсами магнитов, с потоком этих магнитов.

Счетный механизм учитывает количество электричества в ампер-часах, прошедшее через измеряемую цепь.

Устройство и принцип работы электролитического кулонметра (счетчика микроампер-часов) можно пояснить на примере прибора типа Х603.

Измерительный элемент счетчика представляет собой герметический стеклянный сосуд (рис. 3.26) с горизонтальной капиллярной трубкой 1 (внутренний радиус $r = 0,25$ мм), расположенной рядом со шкалой 2. Электродная камера 5 соединяется с капилляром трубками 4 большего диаметра. Электродная камера разделена на две части электролитической ячейкой, состоящей из пористой стеклянной пластины 7, на сторонах которой находятся платиновые пористые электроды 6 и 8. Через электроды 6 проходит интегрируемый ток, а через электроды 8 — ток от вспомогательного источника (батарейки, встроенной в корпус прибора) при установке указателя в нулевое положение. Пористая пластина пропитана электролитом — раствором кислоты. Показания счетчика отсчитываются по положению правого мениска столбика электролита 3. Пространство между ячейкой и столбиком-указателем заполнено водородом.

При прохождении электрического тока на катоде выделяется водород пропорционально прошедшему количеству электричества, а на аноде одновременно такое же количество водорода поглощается. Давление водорода на столбик жидкости в капилляре со стороны катода увеличивается, а со стороны анода — уменьшается. Под действием разности давлений водорода столбик перемещается по капилляру. Количество водорода в кулонметре остается неизменным,

Прибор Х603 может быть использован для интегрирования тока и напряжения.

Электростатические кулонометры характеризуются высокой чувствительностью, а также долговечностью, взрывобезопасностью и практически неограниченным сроком службы.

3.5. Измерение переменных токов и напряжений электромеханическими приборами без преобразователей рода тока

Общим для электромагнитных, электродинамических, ферродинамических и электростатических приборов является то, что все они могут быть использованы для измерения действующих значений переменных токов и напряжений (электростатические приборы — для измерений действующих значений только напряжений).

Однако ввиду различий в устройстве измерительных механизмов и измерительных схем каждая из указанных групп приборов отличается своими достоинствами и недостатками, рабочим частотным и температурным диапазонами, чувствительностью к различного рода помехам и пр.

Знание свойств амперметров и вольтметров различных групп позволяет в зависимости от конкретных условий измерения правильно решить вопрос о выборе прибора.

Электромагнитные амперметры и вольтметры. В амперметрах катушка измерительного механизма включается последовательно в цепь измеряемого тока. На большие токи амперметры непосредственного включения обычно не делают из-за сильного влияния на показания прибора магнитного поля токоподводящих проводов и значительного нагрева шины.

Щитовые амперметры выпускаются однопределными; переносные — в ряде случаев на несколько пределов, обычно не больше чем на четыре. Изменение предела измерения производится путем секционирования обмотки катушки и включения секций последовательно или параллельно. Если, например, обмотку катушки разделить на две секции, то их последовательное или параллельное соединение дает возможность изменить пределы в отношении 1 : 2.

Расширение пределов измерения электромагнитных амперметров на переменном токе производится также при помощи измерительных трансформаторов тока.

Из дополнительных погрешностей электромагнитных амперметров отметим температурную, частотную и погрешность от гистерезиса. Температурная погрешность возникает вследствие зависимости упругости пружинок от температуры. С этой погрешностью приходится считаться только для приборов класса точности 0,2 и выше. Частотная погрешность возникает главным образом из-за вихревых токов в сердечнике и других металлических частях измерительного механизма, пронизываемых магнитным потоком катушки. Погрешность от гистерезиса проявляется только при измерениях в цепях

постоянного тока. Ее уменьшают, применяя для сердечников материалы с малой коэрцитивной силой (например, пермаллой).

В электромагнитных вольтметрах катушка и добавочный резистор соединены последовательно. Для компенсации температурной погрешности отношение сопротивления добавочного резистора из манганина к сопротивлению катушки из меди не должно быть меньше некоторого значения, определяемого допускаемой температурной погрешностью. Поэтому в вольтметрах на малые пределы измерения уменьшают сопротивление катушки, т. е. уменьшают число ее витков.

Из этих же соображений у переносных вольтметров изменение пределов измерения в сторону малых значений производится не за счет изменения сопротивления добавочного резистора, а путем секционирования обмотки катушки и переключения секций с последовательной схемы на параллельную. Для больших пределов включаются разные добавочные резисторы. Для измерения напряжений свыше 600 В применяются измерительные трансформаторы напряжения.

Частотная погрешность у электромагнитных вольтметров больше, чем у амперметров. Это объясняется зависимостью реактивных сопротивлений катушки и добавочного резистора от частоты.

Электродинамические амперметры и вольтметры. У электродинамических амперметров для токов до 0,5 А неподвижные и подвижные катушки соединяются последовательно. Для такой схемы $I_1 = I_2 = I$; $\cos \psi = 1$. Если противодействующий момент создается упругими элементами, то на основании (3.15)

$$\alpha = \frac{1}{W} I^2 \frac{dM_{1,2}}{d\alpha}. \quad (3.37)$$

Если бы $\frac{dM_{1,2}}{d\alpha} = \text{const}$, то шкала прибора была бы квадратичной. Однако в применяемых конструкциях множитель $\frac{dM_{1,2}}{d\alpha}$ уменьшается с увеличением α , что приближает шкалу к равномерной начиная примерно с 25% ее длины.

При последовательном включении катушек компенсации частотной и температурной погрешностей не требуется, так как изменения частоты (до 2000—3000 Гц) и температуры оказывают незначительное влияние на показания приборов.

В амперметрах на токи свыше 0,5 А подвижная и неподвижные катушки включаются параллельно. В этом случае необходимо принимать специальные меры для компенсации частотной и температурной погрешностей, которые возникают в результате перераспределения токов в катушках при изменении частоты и температуры.

Для компенсации температурной погрешности необходимо, чтобы температурные коэффициенты сопротивления параллельных ветвей были одинаковыми. В этом случае изменение температуры не вызовет перераспределения тока в ветвях. Условия компенсации достигаются путем соответствующего подбора добавочных резисторов ветвей из манганина и меди.

Компенсация погрешности от частоты будет осуществляться при равенстве постоянных времени цепей неподвижных и подвижной катушек. Для выполнения этого условия в соответствующие ветви схемы включают добавочные катушки индуктивности или конденсаторы.

Для схемы с параллельным включением катушек и при выполнении условий компенсации

$$I_1 = c_1 I; \quad I_2 = c_2 I; \quad \cos \psi = 1.$$

Применяя те же рассуждения, что и при выводе формулы (3.37), получим выражение для угла отклонения подвижной части амперметра с параллельной схемой включения катушек:

$$\alpha = \frac{c_1 c_2}{W} I^2 \frac{dM_{1,2}}{d\alpha}. \quad (3.38)$$

Из сравнения формул (3.37) и (3.38) видно, что рассуждения о характере шкалы для амперметра с последовательным включением катушек применимы и для амперметров с параллельным их включением.

Электродинамические амперметры выпускаются чаще всего на два предела измерения. Изменение пределов производится путем включения неподвижных катушек последовательно и параллельно. Для расширения пределов измерения используются измерительные трансформаторы тока.

Имеются электродинамические амперметры со встроенным внутри трансформатором тока. В качестве примера можно указать амперметр типа Д553 на 9 пределов измерения — от 0,1 до 50 А, экранированный, класса точности 0,2. Прибор имеет номинальную область частот от 45 до 65 Гц и расширенную от 90 до 500 Гц.

У электродинамических вольтметров неподвижные и подвижная катушки и добавочный резистор включаются последовательно.

Отношение сопротивления добавочного резистора из манганина к сопротивлению катушек из меди не должно быть меньше заданного значения, определяемого допускаемой температурной погрешностью. С уменьшением предела измерения значение сопротивления добавочного резистора будет уменьшаться, поэтому для того, чтобы сохранить неизменным указанное отношение, надо уменьшить и сопротивление катушек. Это потребует, при условии сохранения вращающего момента, увеличения номинального тока.

Частотная погрешность, возникающая вследствие изменения индуктивного сопротивления вольтметра с изменением частоты (изменение активного сопротивления до частот в несколько тысяч герц незначительно), может быть скомпенсирована при помощи шунтирования части добавочного резистора конденсатором.

Для электродинамического вольтметра $I_1 = I_2 = U/Z$, где U — измеряемое напряжение; Z — полное сопротивление цепи вольтметра.

При выполнении условий компенсации температурной и частотной погрешностей можно считать, что $Z = \text{const}$, и тогда, пользуясь

рассуждениями, приведенными для электродинамических амперметров, можно написать

$$\alpha = \frac{c_3}{W} U^2 \frac{dM_{1,2}}{d\alpha}, \quad (3.39)$$

где $c_3 = 1/Z^2$.

Формула (3.39) аналогична выражениям (3.37) и (3.38) и, следовательно, все рассуждения, приведенные выше относительно характера шкалы электродинамических амперметров, применимы и к электродинамическим вольтметрам.

Электродинамические вольтметры выпускаются обычно на несколько пределов. В качестве примера электродинамических вольтметров можно указать прибор типа Д567. Прибор астатический, на растяжках, со световым отсчетом, класса точности 0,5, семипредельный — от 15 (класс точности 1,0) до 600 В, предназначен для измерений в цепях постоянного и переменного тока, номинальная область частот 45—2500 Гц, расширенная область частот 2500—5000 Гц.

Основная область применения электродинамических амперметров и вольтметров — точные измерения в цепях переменного тока, чаще всего в диапазоне частот от 45—50 Гц до нескольких сотен или тысяч герц. Их применяют также в качестве образцовых при поверке и градуировке других приборов, а иногда и для измерений в цепях постоянного тока.

Ферродинамические амперметры и вольтметры. Ферродинамические амперметры и вольтметры имеют в принципе такие же схемы включения неподвижных и подвижных катушек, как и соответствующие электродинамические приборы. Некоторая разница может быть лишь в элементах схем, предназначенных для компенсации погрешностей. Так же как и у электродинамических приборов, угол отклонения подвижной части ферродинамических амперметров и вольтметров пропорционален соответственно квадрату измеряемого тока или напряжения.

Для амперметров квадратичная шкала является нежелательной. Обычно в процессе измерений нагрузка, а следовательно, и ток могут меняться в широких пределах, т. е. вся шкала является рабочей. Для улучшения характера шкалы рабочий воздушный зазор делается неравномерным. Это позволяет приблизить шкалу к равномерной.

Ферродинамические вольтметры применяются главным образом как стационарные приборы относительно малой точности. В большинстве случаев они измеряют номинальное напряжение сети и отклонение напряжения от номинального значения. Поэтому квадратичная шкала, сжатая в начале и растянутая в конце, для этих условий является даже предпочтительнее равномерной.

Ферродинамические приборы кроме температурной и частотной погрешностей имеют еще специфические погрешности, вызванные наличием сердечника. К ним относятся погрешности от нелинейности кривой намагничивания, от потерь в материале магнитопровода и от гистерезиса. Первые две погрешности для амперметров и вольтметров можно учесть при градуировке. Их компенсация

посредством специальных схем требуется только для ваттметров (см. § 3.7).

Погрешность от гистерезиса проявляется только в том случае, если измерения или градуировка производятся в цепях постоянного тока. Для уменьшения этой погрешности магнитопроводы изготовляют из материалов с малой коэрцитивной силой.

Ферродинамические амперметры и вольтметры имеют в ряде случаев несколько пределов измерения. Для расширения пределов измерения этих приборов применяются те же способы, что и для электродинамических приборов.

Примером служит вольтамперметр типа Д128 класса точности 1,0 на 8 пределов измерения (по току от 2,5 до 50 А, по напряжению от 30 до 450 В), на номинальную частоту 50 Гц, тряско- и вибропрочный.

Основная область применения ферродинамических амперметров и вольтметров — измерение в цепях переменного тока частотой 50 Гц в условиях механических воздействий (тряска, вибрации, удары) при классе точности приборов 1,5—2,5. Ферродинамические измерительные механизмы широко применяют также в самопишущих приборах.

Электростатические вольтметры. Схемы включения электростатических вольтметров обладают некоторыми особенностями. У вольтметров на малые пределы измерения воздушный зазор между пластинами очень мал, поэтому возникает опасность короткого замыкания пластин, а следовательно, и сети при случайных ударах, тряске и т. п. Для исключения этой опасности внутрь вольтметра встраивается защитный резистор и прибор включается в сеть посредством зажимов 1 и 2 (рис. 3.27). При повышении частоты до нескольких сотен килогерц защитный резистор во избежание дополнительной погрешности должен быть выключен, т. е. прибор включается через зажимы 1 и Э (экран). При измерениях в несимметричных цепях, особенно при повышенных частотах, заземляющий провод обязательно подключается к зажиму, соединенному с внутренним экраном прибора (зажимы Э или 2). При измерениях на высокой частоте длина соединительных проводов для уменьшения дополнительной погрешности должна быть возможно меньшей.

Расширение пределов измерений электростатических вольтметров на переменном токе может быть достигнуто при помощи включения добавочных конденсаторов (рис. 3.28, а) или емкостных делителей напряжения (рис. 3.28, б), а на постоянном токе — посредством омических делителей напряжения (рис. 3.28, в).

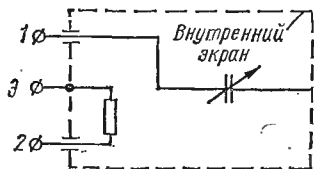


Рис. 3.27. Схема электростатического вольтметра на низкие напряжения

Для изображенной на рис. 3.28, а схемы можно написать

$$U_V = U \frac{C_d}{C_V + C_d}.$$

Собственная емкость вольтметра C_V не остается постоянной, а изменяется в соответствии с поворотом подвижной части. Кроме того, эта формула дана в предположении, что конденсаторы являются идеальными. В действительности

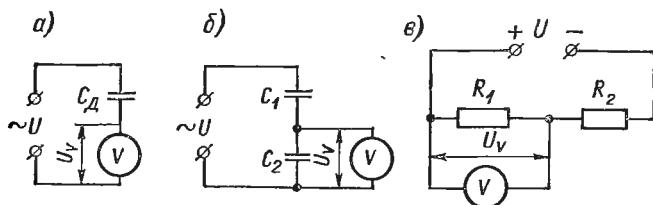


Рис. 3.28. Схемы расширения пределов измерения электростатических вольтметров

они обладают потерями, зависящими от частоты. Поэтому погрешности измерений при включении вольтметра через добавочный конденсатор существенно возрастают. Их можно значительно уменьшить, применяя для каждого добавочного конденсатора свою градуировку.

Для схемы с емкостным делителем напряжения (рис. 3.28, б) имеем

$$U_V = U \frac{C_1}{C_1 + C_2 + C_V}.$$

Если выбрать емкости так, чтобы $C_2 \gg C_V$, то отношение напряжений — измеряемого и на вольтметре — остается постоянным для всех значений измеряемого напряжения. В этом случае включение емкостного делителя напряжения не будет искажать шкалу вольтметра.

В настоящее время промышленность выпускает несколько типов электростатических вольтметров с широким диапазоном верхних пределов измерений (от 10 В до 300 кВ). Все эти приборы отличаются малыми частотными погрешностями, что позволяет применять их на частотах от 20 Гц до единиц и десятков мегагерц. Их с успехом применяют и на постоянном токе.

Вибрационный гальванометр. Рассмотрим вопрос измерения малых переменных токов и напряжений магнитоэлектрическими электромеханическими приборами без преобразователей переменного тока в постоянный. Примером является вибрационный гальванометр, который используется прежде всего в качестве нуль-индикатора в цепях переменного тока в диапазоне частот от нескольких десятков до нескольких сотен герц. Наибольшее применение имеют магнитоэлектрические вибрационные гальванометры с подвижным магнитом.

Устройство измерительного механизма такого прибора схематически показано на рис. 3.29. Здесь подвижный магнит 2 расположен между полюсами Ш-образного электромагнита 8, обмотка 7 которого включена в цепь измеряемого переменного тока. Подвижный магнит укреплен на растяжках 3 и 1. Перпендикулярно полюсам электромагнита расположены еще два полюса 4 и 6, между выступающими частями которых помещен поворотный постоянный магнит 5. Поворотом этого магнита можно изменить значение магнитного потока между полюсами 4 и 6. Таким образом, в рассматриваемом приборе противодействующий момент создается растяжками и постоянным магнитом 5. При отсутствии тока в обмотке 7 подвижный магнит 2 устанавливается вдоль линий поля в зазоре. При наличии переменного тока в обмотке катушки подвижный магнит 2 стремится установиться вдоль результирующей двух полей — постоянного и переменного — и начинает колебаться. Вместе с магнитом 2 будет колебаться и зеркальце 9, закрепленное на растяжке и используемое для оптического указателя. Зеркальце освещается

лампочкой, помещаемой внутрь прибора, а отражение от него в виде световой полоски попадает на прозрачную шкалу (рис. 3.30). При колебании подвижной части гальванометра световая полоска на шкале будет совершать поступательно-возвратное движение и благодаря способности наблюдателя сохранять некоторое время зрительное впечатление воспринятая глазом полоса будет казаться наблюдателю расширенной. Меняя посредством выведенной наружу ручки положение

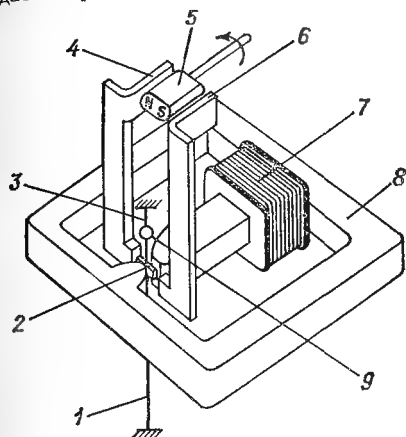


Рис. 3.29. Устройство измерительного механизма вибрационного гальванометра с подвижным магнитом

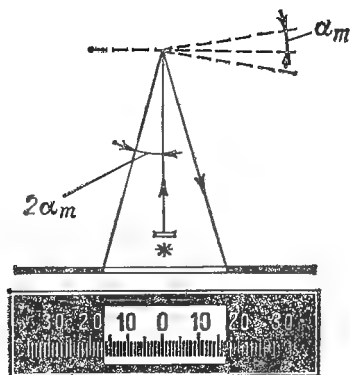


Рис. 3.30. Шкала вибрационного гальванометра

магнита 5 (рис. 3.29), можно настраивать вибрационный гальванометр на резонанс между частотой собственных колебаний подвижной части, зависящей от значения противодействующего момента, и частотой переменного тока в обмотке катушки. При резонансе ширина наблюдаемой полосы будет наибольшей. Обычно вибрационные гальванометры строят на частоты примерно 30—100 Гц с ценой деления, равной 10^{-7} — 10^{-6} А.

3.6. Измерение переменных токов и напряжений магнитоэлектрическими приборами с преобразователями рода тока

Общие замечания. Высокая чувствительность, точность и малое потребление мощности выгодно отличают магнитоэлектрические приборы от других электромеханических приборов. Ввиду этого понятно стремление использовать магнитоэлектрические приборы для измерений на переменном токе. Эта задача решена путем преобразования переменного тока в постоянный с последующим его измерением магнитоэлектрическим прибором.

В качестве преобразователей переменного тока в постоянный применяются полупроводниковые диоды, термопреобразователи, электронные лампы и транзисторы. В соответствии с типом используемого преобразователя различают приборы выпрямительные, термоэлектрические и электронные.

Полупроводниковые диоды имеют большой срок службы, малые габариты и массу, что позволяет делать выпрямительные приборы

компактными, простыми, надежными в работе и отличающимися высокой чувствительностью и малым потреблением мощности. Однако нелинейность характеристик полупроводниковых диодов, их температурная и частотная зависимости, а также нестабильность во времени приводят к снижению точности выпрямительных приборов. Класс точности выпрямительных приборов обычно 1,5—2,5. Частотный диапазон таких приборов ограничен пределом 40—50 кГц, что объясняется влиянием собственной емкости диодов.

Термоэлектрические преобразователи обладают малыми емкостями и индуктивностями, ввиду чего показания термоэлектрических приборов мало зависят от частоты. Использование теплового действия измеряемого тока в термоэлектрических приборах приводит к заметной потребляемой мощности. Термоэлектрические приборы применяются главным образом в качестве высокочастотных амперметров.

Электронные измерительные приборы занимают особое место среди магнитоэлектрических приборов с преобразователями переменного тока в постоянный. В ряде случаев электронные приборы оказываются незаменимыми, и их применение значительно расширяет возможности электроизмерительной техники. К числу основных достоинств электронных приборов нужно отнести их повышенную чувствительность по сравнению с другими электромеханическими приборами переменного тока. Указанное свойство достигается за счет использования усилительных свойств электронных ламп и транзисторов. Приборы могут работать в широком диапазоне частот — от постоянного тока до частот 10^3 МГц. Практическое отсутствие потребления мощности от исследуемого источника позволяет использовать их для измерений в маломощных цепях.

Наряду с достоинствами электронные приборы обладают также и недостатками, к числу которых следует отнести их сравнительно невысокую точность и необходимость внешних источников питания.

Наиболее распространены в настоящее время электронные вольтметры постоянного и переменного тока, приборы для измерения параметров электрических цепей, электронные фазометры, частотомеры и др.

Выпрямительные приборы. Эти приборы представляют собой соединение магнитоэлектрического измерительного механизма с выпрямителями на германиевых или кремниевых диодах.

В зависимости от схемы включения диодов и измерительного механизма производится одно- или двухполупериодное выпрямление переменного тока. В схемах первого типа (рис. 3.31, а) через измерительный механизм проходит только одна полуволна переменного тока, а обратная — пропускается через диод D_2 и резистор R . Цепь из диода D_2 и резистора R ($R = R_{и}$) в этой схеме используется для выравнивания сопротивления выпрямительной схемы в обе половины периода, а также защищает от пробоя диод D_1 при обратной полуволне тока и при использовании этой схемы в вольтметре.

В схемах второго типа выпрямленный ток проходит через измерительный механизм в обе половины периода, и, следовательно, чувствительность этих схем выше, чем у однополупериодных. На рис. 3.31, б показана наиболее распространенная двухполупериодная схема выпрямления — мостовая.

Выпрямительные свойства диодов характеризуются коэффициентом выпрямления

$$k_v = I_{пр}/I_{обр} = R_{обр}/R_{пр},$$

где $I_{пр}$ и $I_{обр}$ — токи, протекающие через диод в прямом и обратном направлении; $R_{пр}$ и $R_{обр}$ — соответственно прямое и обратное сопротивление диода. Значение k_v зависит от приложенного к диоду напряжения, частоты, протекающего тока и температуры окружающего воздуха.

В мостовых схемах включения на каждый диод приходится меньшее напряжение, чем в однополупериодных, что приводит к снижению коэффициента k_v . Поэтому для измерения малых напряжений применяют однополупериодную схему выпрямления.

Иногда в мостовых схемах двухполупериодного выпрямления используются лишь два диода, а остальные заменяются постоянными резисторами. При этом уменьшается температурная погрешность схемы, однако снижается ее чувствительность.

Если измеряется переменный ток $i = I_m \sin \omega t$, то мгновенное значение вращающего момента измерительного механизма при протекании по его рамке пульсирующего выпрямленного тока согласно выражению (3.6)

$$M_t = Bswi.$$

Вследствие инерционности подвижной части измерительного механизма ее отклонение будет определяться не мгновенным, а средним значением вращающего момента $M_{ср}$.

Для однополупериодной и двухполупериодной схем выпрямления соответственно получаем:

$$\begin{aligned} M_{ср} &= \frac{1}{T} \int_0^T M_t dt = Bsw \frac{1}{T} \int_0^{T/2} i dt = Bsw \frac{I_{ср}}{2}; \\ M_{ср} &= \frac{1}{T} \int_0^T M_t dt = Bsw \frac{2}{T} \int_0^{T/2} i dt = Bsw I_{ср}, \end{aligned} \quad (3.40)$$

где T — период и $I_{ср}$ — среднее значение измеряемого тока.

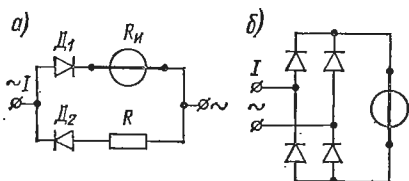


Рис. 3.31. Схемы включения измерительного механизма и диодов при однополупериодном (а) и двухполупериодном (б) выпрямлении

Угол поворота подвижной части измерительного механизма при одно- и двухполупериодном выпрямлении соответственно равен:

$$\alpha = \frac{Bsw}{W} \frac{I_{cp}}{2}; \quad \alpha = \frac{Bsw}{W} I_{cp}. \quad (3.41)$$

Из выражений (3.41) видно, что у выпрямительных приборов отклонение подвижной части пропорционально среднему значению измеряемого тока I_{cp} . При измерениях в цепях переменного тока обычно нужно знать действующее значение тока (напряжения). Учитывая, что действующее значение тока связано со средним равенством $I_{cp} = I/k_{\phi}$, где k_{ϕ} — коэффициент формы кривой тока, для двухполупериодной схемы выпрямления получим

$$\alpha = \frac{Bsw}{W k_{\phi}} I. \quad (3.42)$$

Очевидно, что выпрямительный прибор может быть отградуирован в действующих значениях тока (напряжения) только для заданной формы кривой (для синусоиды $k_{\phi} = 1,11$). Если же форма кривой измеряемого тока (напряжения) отлична от заданной, в показаниях прибора появляется погрешность.

Зависимость коэффициента выпрямления диодов от температуры, приложенного напряжения и частоты протекающего тока, а также влияние формы кривой измеряемого тока обуславливают значительные погрешности выпрямительных амперметров и вольтметров. Снижение погрешностей обычно производится схемным путем.

Сочетание магнитоэлектрического измерительного механизма, схемы выпрямления с шунтами или добавочными резисторами образует выпрямительные амперметры или вольтметры.

Схемы выпрямительных вольтметров приведены на рис. 3.32. Схема рис. 3.32, а применяется в вольтметрах с небольшими пределами измерения. Уменьшение эквивалентного сопротивления выпрямляющего моста при увеличении температуры окружающей среды компенсируется увеличением сопротивления добавочного резистора, выполненного частично из меди. В вольтметрах для больших напряжений (рис. 3.32, б) сильнее сказывается уменьшение коэффициента k_v диодов с повышением температуры окружающей среды, и по этой причине применяется шунт к выпрямляющему мосту. Шунт частично выполнен из меди. Уменьшение частотной погрешности достигается включением конденсатора C (рис. 3.32, а)

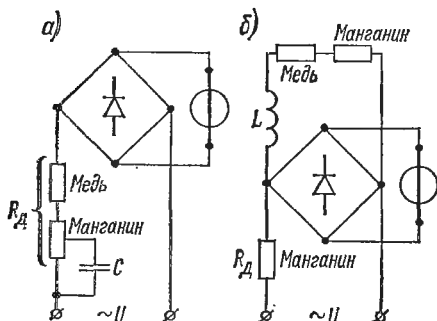


Рис. 3.32. Схемы выпрямительных милливольтметра (а) и вольтметра (б)

Рис. 3.32, б) сильнее сказывается уменьшение коэффициента k_v диодов с повышением температуры окружающей среды, и по этой причине применяется шунт к выпрямляющему мосту. Шунт частично выполнен из меди. Уменьшение частотной погрешности достигается включением конденсатора C (рис. 3.32, а)

или катушки индуктивности L (рис. 3.32, б). С повышением частоты шунтирующее действие емкости диодов увеличивается и показания прибора за счет снижения общего коэффициента выпрямления уменьшаются. Благодаря емкости C , шунтирующей в схеме рис. 3.32, а часть R_d , при повышении частоты общий ток вольтметра возрастает, что компенсирует уменьшение выпрямленного тока. В схеме рис. 3.32, б при повышении частоты уменьшается доля тока, отвечающая в шунт, содержащий катушку индуктивности L , что также приводит к компенсации частотной погрешности.

Выпрямительные миллиамперметры на малые пределы измерения могут изготавливаться для непосредственного включения в цепь без шунта. Амперметры имеют шунты, которые необходимы для расширения пределов измерения и для компенсации погрешностей от изменения частоты и температуры.

Схемы выпрямительных амперметров на малый и на большой токи приведены на рис. 3.33.

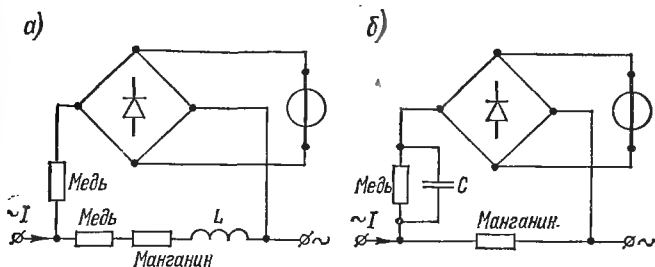


Рис. 3.33. Схемы выпрямительных амперметров на малый (а) и на большой (б) токи

Компенсация погрешности от изменения температуры и частоты у выпрямительных амперметров производится по тому же принципу, что и у вольтметров.

Выпускаемые в настоящее время выпрямительные приборы могут практически применяться только для измерения синусоидальных токов и напряжений из-за большого влияния формы кривой.

Выпрямительные приборы в большинстве случаев выполняются комбинированными, т. е. путем переключений в схеме с помощью переключателей одним и тем же прибором можно измерять как постоянные, так и переменные токи и напряжения, а также измерять сопротивления по схеме омметра (см. § 3.8). Приборы обычно снабжаются многопредельными шунтами и добавочными резисторами и, таким образом, имеют несколько пределов измерения по току и по напряжению. Диапазон измерения для большинства выпрямительных приборов, выпускаемых отечественной промышленностью, составляет: по току — от 3 мА до 6 А, по напряжению — от 75 мВ до 600 В (предел 75 мВ — только для постоянного напряжения), по сопротивлению — от 0,5 кОм до 5 МОм.

Шкалы выпрямительных приборов на постоянном и переменном токе различаются. Из-за нелинейности вольт-амперных характеристик диодов при малых значениях переменных токов (напряжений) шкала в начальной части (10—15 %) неравномерная.

Использование полупроводниковых усилителей в схемах комбинированных приборов приводит к повышению чувствительности приборов — расширению диапазона измеряемых переменных токов и напряжений в сторону малых значений.

Примером могут служить выпускаемые серийно милливольтмикроамперметры типа Ф431/2, пределы которых по переменному току составляют 0,01—5 мА, по напряжению 0,005—300 В. Класс точности прибора 2,5 (для предела 5 мВ — класс точности 4,0).

Промышленностью выпускаются щитовые выпрямительные приборы для измерения переменных токов и напряжений. К их числу относится многопредельный микроамперметр типа Ц4207 класса точности 2,5 для переменных токов до 500 мкА в диапазоне частот от 30 Гц до 20 кГц. Существуют самопишущие выпрямительные вольтметры (типа Н343), а также вольтметры для диапазона низких и повышенных частот класса точности 4,0.

Основные достоинства выпрямительных приборов — высокая чувствительность, малое потребление мощности от объекта измерения, возможность работы на повышенных частотах. Выпрямительными приборами без частотной компенсации можно пользоваться для измерения токов и напряжений до частот 500—2000 Гц; в приборах с частотной компенсацией рабочий диапазон частот расширяется до 50 кГц.

Точность выпрямительных приборов относительно невысока — класс точности обычно 1,5—2,5.

Термоэлектрические приборы. Термоэлектрический прибор представляет собой соединение одного или нескольких термопреобразователей с магнитоэлектрическим измерительным механизмом.

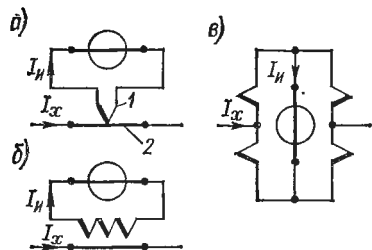


Рис. 3.34. Устройство и схемы включения термопреобразователей

В контактном термопреобразователе (рис. 3.34, а) термopара 1 имеет тепловой и гальванический контакт с нагревателем 2. В качестве нагревателя используется тонкая проволока, изготовленная из материала, допускающего длительные нагревы (до 600—800 °С) и имеющего низкий температурный коэффициент сопротивления (нихром, платиноиридий и др.). К середине нагревателя приваривается рабочий конец термopары. К свободным концам термopары присоединяется магнитоэлектрический измерительный механизм.

Бесконтактные термопреобразователи, в которых нагреватель и рабочий конец термopары отделены изолирующей прослойкой, могут быть использованы для создания термобатарей, состоящих из нескольких термopар, соединенных последовательно (рис. 3.34, б).

Бесконтактные термопреобразователи, в которых нагреватель и рабочий конец термopары отделены изолирующей прослойкой, могут быть использованы для создания термобатарей, состоящих из нескольких термopар, соединенных последовательно (рис. 3.34, б).

Для повышения чувствительности термопреобразователя пользуются мостовой схемой включения термопар (рис. 3.34, в). Мостовая схема термопреобразователя имеет ограниченное применение на постоянном токе из-за проявления эффекта Пельтье, т. е. различного выделения теплоты в рабочем конце термопары при изменении направления тока. Поэтому показания прибора с мостовым термопреобразователем, отградуированным на переменном токе, отличаются от показаний на постоянном токе.

Термо-э. д. с., развиваемая термопреобразователем, пропорциональна количеству теплоты, выделенному измеряемым током в нагревателе. Количество теплоты, в свою очередь, пропорционально квадрату действующего значения измеряемого тока. Ток в цепи измерительного механизма $I_{и} = E/R_{и}$, где E — термо-э. д. с.; $R_{и}$ — сопротивление цепи рамки измерительного механизма. Таким образом, показания термоэлектрического прибора будут пропорциональны квадрату действующего значения измеряемого тока. Квадратичный характер шкалы прибора сохраняется на начальном ее участке, а затем искажается за счет увеличения потерь теплоты нагревателем.

Теплота, выделяемая током в нагревателе, в очень широких пределах не зависит от частоты, поэтому термоэлектрическими приборами можно пользоваться и на постоянном токе и на переменном, включая радиочастоты.

Термо-э. д. с., развиваемая в преобразователе, очень мала, что заставляет применять измерительные механизмы высокой чувствительности по напряжению. Наиболее распространенные типы термопар, используемых в преобразователях (хромель — копель, железо — константан и др.), дают термо-э. д. с. примерно 30—50 мВ при нагреве рабочего конца до 600—1000 °С.

Применение термобатарей увеличивает термо-э. д. с. преобразователя, однако при последовательном включении термопар растет сопротивление цепи измерительного механизма и существенного выигрыша в чувствительности не происходит. Лучшее использование термоэлектрического эффекта достигается применением мостовых термопреобразователей. В мостовой схеме получается удвоение термо-э. д. с. в цепи измерительного механизма, а сопротивление цепи измерительного механизма не изменяется.

При малых значениях измеряемых токов (150—300 мА) пользуются вакуумными термопреобразователями. В них нагреватель и термопара помещаются в стеклянный баллон, из которого выкачан воздух. При этом достигается уменьшение потерь на теплоотдачу в окружающую среду и, следовательно, для нагревания рабочего конца термопары требуется меньшая мощность.

В схемах термоэлектрических амперметров и вольтметров в цепи рамки измерительного механизма предусмотрен подгоночный резистор, необходимый для регулировки значения выпрямленного тока в соответствии с чувствительностью выбранного механизма. Резистор выполнен из манганина и одновременно служит для сни-

жения температурного влияния на измерительный механизм. Схема термоэлектрического вольтметра отличается лишь наличием добавочного резистора, включенного последовательно с нагревателем.

Расширение пределов термоэлектрических амперметров на токи до 1 А производится включением измерительного механизма с отдельными термопреобразователями на каждый предел измерения. При измерении токов свыше 1 А для расширения пределов пользуются высокочастотными измерительными трансформаторами тока. В термоэлектрических вольтметрах расширение пределов производится с помощью добавочных резисторов.

В термоэлектрических микроамперметрах используются вакуумные термопреобразователи с усилителями постоянного тока (УПТ).

В качестве УПТ в высокочувствительных термоэлектрических приборах нашли применение фотогальванометрические усилители. Принципиальная схема термоэлектрического микроамперметра с фотогальванометрическим усилителем приведена на рис. 3.35.

Прибор состоит из вакуумного контактного термопреобразователя 1, фотогальванометрического усилителя 2 и магнитоэлектрического микроамперметра 3. Фотогальванометрический усилитель содержит зеркальный гальванометр 5 с осветительной лампой 4 и фоторезисторы Φp_1 и Φp_2 . Измеряемая э. д. с. термопары E_x сравнивается с падением напряжения U_K на резисторе R_K . Если $E_x \neq U_K$, через гальванометр будет проходить ток. Зеркальце гальванометра повернется, и изменится распределение света между Φp_1 и Φp_2 . Это вызовет изменение тока в цепи фоторезисторов и тока через R_K . Рамка гальванометра (и зеркальце) остановится, когда измеряемая э. д. с. E_x будет уравновешена падением напряжения U_K . Так как сопротивление R_K неизменно, о значении E_x и тока I_x судят по показаниям микроамперметра 3.

Благодаря применению высокочувствительного гальванометра и схемы компенсационного преобразования в данном приборе достигается высокая чувствительность при независимости показаний его от изменения свойств осветительной лампы, колебания напряжения питания лампы, параметров фоторезисторов. Многопредельность прибора достигается шунтированием нагревателя.

Основным достоинством термоэлектрических приборов является достаточно высокая точность измерений в расширенном диапазоне частот. Современные термопреобразователи могут использоваться как на постоянном токе, так и на частотах вплоть до 100 МГц. Однако на частотах примерно 5—10 МГц частотная погрешность термоэлектрического прибора растет и может достигать 5—10%. Объясняется это тем, что с увеличением частоты, вследствие поверхностного эффекта, повышается сопротивление нагревателя. Кроме того, при очень высоких частотах часть измеряемого тока ответ-

Основным достоинством термоэлектрических приборов является достаточно высокая точность измерений в расширенном диапазоне частот. Современные термопреобразователи могут использоваться как на постоянном токе, так и на частотах вплоть до 100 МГц. Однако на частотах примерно 5—10 МГц частотная погрешность термоэлектрического прибора растет и может достигать 5—10%. Объясняется это тем, что с увеличением частоты, вследствие поверхностного эффекта, повышается сопротивление нагревателя. Кроме того, при очень высоких частотах часть измеряемого тока ответ-

вляется через паразитные емкости между отдельными частями прибора, минуя нагреватель. Частотная погрешность у термоэлектрических вольтметров обычно выше, чем у амперметров, из-за влияния изменения сопротивления добавочного резистора, который не может быть выполнен совершенно безреактивным.

К недостаткам термоэлектрических приборов следует отнести малую перегрузочную способность и ограниченный срок службы термопреобразователей даже в нормальных условиях работы, зависимость показаний прибора от температуры окружающей среды и значительное собственное потребление мощности (у амперметров на 5 А примерно 1 Вт, ток полного отклонения вольтметров колеблется от 10 до 50 мА).

Приборостроительной промышленностью серийно выпускаются многопредельные переносные термоэлектрические приборы, предназначенные для измерения переменных и постоянных токов от 100 мкА до 100 А, напряжений — от 150 мВ до 600 В. Приборы работают в диапазоне от постоянного тока до частот 25 МГц, класс точности 1—1,5. Высокочастотные термоэлектрические микроамперметры (типа Т133) с пределом измерения до 1000 мкА (четыре поддиапазона) имеют встроенный в прибор фотогальванометрический усилитель.

Электронные вольтметры. Электронные вольтметры переменного тока представляют собой сочетание выпрямителя на электровакуумных или полупроводниковых диодах, усилителя и магнитоэлектрического измерительного механизма.

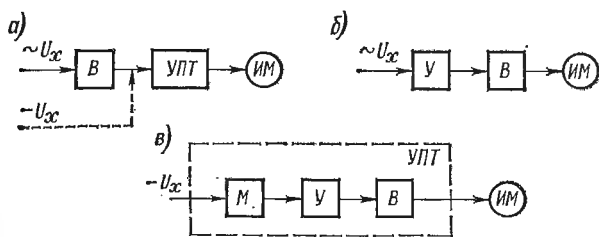


Рис. 3.36. Структурные схемы электронных вольтметров переменного и постоянного тока (а), переменного тока (б) и постоянного тока (в)

Структурные схемы вольтметров переменного тока даны на рис. 3.36, а и б. Основными узлами схем являются: выпрямитель В, усилитель переменного тока У, усилитель постоянного тока УПТ и магнитоэлектрический измерительный механизм ИМ.

Структурная схема рис. 3.36, а используется для универсальных электронных вольтметров переменного и постоянного тока. Нижний предел измерения таких вольтметров ограничивается порогом чувствительности выпрямителя и составляет обычно 0,1—0,2 В. При использовании в выпрямителях высокочастотных диодов подобные электронные вольтметры работают в диапазоне от 20—30 Гц до 100—300 МГц.

Электронные вольтметры, выполненные по структурной схеме рис. 3.36, б, имеют большую чувствительность и точность, но меньший рабочий частотный диапазон, который ограничивается усилителем $У$. Электронные милли- и микровольтметры переменного тока выполняются по схеме рис. 3.36, б.

Структурная схема электронного вольтметра постоянного тока (рис. 3.36, в) включает в себя усилитель постоянного тока, построенный по типу предварительного преобразования постоянного напряжения в переменное с помощью электромеханического или полупроводникового модулятора $М$, усиления усилителем $У$ с последующим выпрямлением выпрямителем $В$. Применение усилителя с преобразованием усиливаемого напряжения позволяет существенно стабилизировать коэффициент преобразования схемы и, следовательно, повысить точность вольтметра. Схема $УПТ$ с предварительной модуляцией усиливаемого напряжения используется также в универсальных электронных вольтметрах.

Для реализации описываемых структурных схем используются в основном полупроводниковые элементы (диоды, транзисторы, интегральные схемы), однако и электронные лампы находят достаточно широкое применение. Это объясняется многофункциональностью электронных ламп, возможностью обеспечить с их помощью высокое входное сопротивление вольтметра, а также нечувствительностью характеристик ламп к влиянию температуры.

В зависимости от того, какое значение переменного напряжения измеряется электронным вольтметром, различают вольтметры среднего, действующего и амплитудного значения. Между амплитудным (максимальным) U_m , действующим U и средним U_{cp} значениями напряжения определенной формы кривой имеется связь через коэффициенты амплитуды k_a и формы k_ϕ :

$$k_a = U_m/U; \quad k_\phi = U/U_{cp}.$$

Электронные вольтметры среднего значения напряжения строятся с использованием схем одно- или двухполупериодного выпрямления, в которых применяются полупроводниковые диоды, работающие на линейном участке характеристики. Поэтому выпрямители дают постоянную составляющую тока, пропорциональную среднему значению измеряемого переменного напряжения $U(t)$, т. е.

$$I_{cp} = \frac{k}{T} \int_0^T |U(t)| dt = kU_{cp}.$$

В основной схеме выпрямителей среднего значения используются в высокочувствительных электронных вольтметрах с предварительным усилением сигнала (рис. 3.36, б). При градуировке шкалы вольтметра в действующих значениях напряжения в показаниях прибора появится погрешность за счет несинусоидальности измеряемого напряжения.

Электронный милливольтметр среднего значения типа ВЗ-41 предназначен для измерения синусоидальных напряжений. Прибор имеет 11 поддиапазонов с верхними пределами от 3 мВ до 300 В в рабочем диапазоне частот 20 Гц — 10 МГц. Класс точности прибора 2,5 на пределах 3 мВ — 1 В и 4 — на остальных.

Основным достоинством серийно выпускаемых вольтметров среднего значения является их высокая чувствительность, достигаемая предварительным усилением измеряемого напряжения. Зависимость показаний приборов от формы кривой измеряемых напряжений и недостаточно широкий диапазон рабочих частот относятся к числу их недостатков.

В вольтметрах действующего значения используют выпрямители с квадратичной вольт-амперной характеристикой вида $i = au^2$ при $u > 0$. При периодическом, и в частности при синусоидальном, входном напряжении $u(t)$ постоянная составляющая выпрямленного тока двухполупериодного выпрямителя

$$I_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^T i dt = 2a \frac{1}{T} \int_0^{T/2} u^2 dt = a \frac{1}{T} \int_0^T u^2 dt = aU^2,$$

т. е. среднее значение тока определяется действующим значением напряжения. Шкала прибора в этом случае получается квадратичной с градуировкой в действующих значениях напряжения. Полученная выше зависимость справедлива для симметричных периодических сигналов $u(t)$ любой формы кривой.

В качестве выпрямителей с квадратичной характеристикой могут быть использованы ламповые или полупроводниковые диоды, многосеточные электронные лампы, поставленные в соответствующий режим работы. Наилучшие характеристики у нелинейных квадратирующих элементов на термопреобразователях, а также у диодно-резистивных элементов, использующих принцип кусочно-линейной аппроксимации параболы. Использование термопреобразователей позволяет создавать вольтметры действующего значения с линейной шкалой, что очень важно при использовании последних для регистрации, автоматической обработки данных или для управления.

Вольтметр действующего значения с равномерной шкалой показан на рис. 3.37. Два идентичных термопреобразователя Tn_1 и Tn_2 включены по дифференциальной схеме на входе УПТ, охваченного отрицательной обратной связью по току. В цепи обратной связи УПТ включен магнитоэлектрический измерительный механизм и нагреватель Tn_2 . Нагреватель Tn_1 включен на выходе усилителя

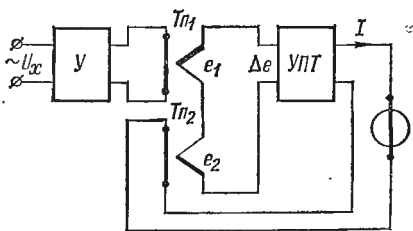


Рис. 3.37. Схема вольтметра действующего значения с термопреобразователями

переменного тока U . На вход УПТ подается разность термо-э. д. с. двух термопар $\Delta e = e_1 - e_2$. На выходе УПТ ток I поступает в рамку магнитоэлектрического измерительного механизма и в нагреватель Tn_2 . При достаточно большом коэффициенте усиления УПТ $\Delta e \approx 0$ и $e_1 \approx e_2$. Так как $e_1 = k_1 U_x^2$ и $e_2 = k_2 I^2$, получаем $I = \sqrt{k U_x}$, где $k = \sqrt{k_1/k_2}$.

Рассмотренный принцип положен в основу работы электронных милливольтметров (например, типа ВЗ-48), используемых для измерения напряжений произвольной формы кривой в пределах от 1 мВ до 300 В в диапазоне частот 5 Гц — 5 МГц, а также для преобразования действующего значения напряжений произвольной формы в пропорциональное постоянное напряжение. Класс точности этих приборов в рабочей области частот 2,5.

В настоящее время промышленностью выпускаются электронные вольтметры действующего значения, в которых используется электростатический измерительный механизм. В таких вольтметрах (например, типов Ф534 и Ф563) отпадает необходимость в использовании выпрямительных устройств. Этим вольтметрам присуща неравномерность шкалы, обусловленная нелинейностью функции преобразования электростатического измерительного механизма.

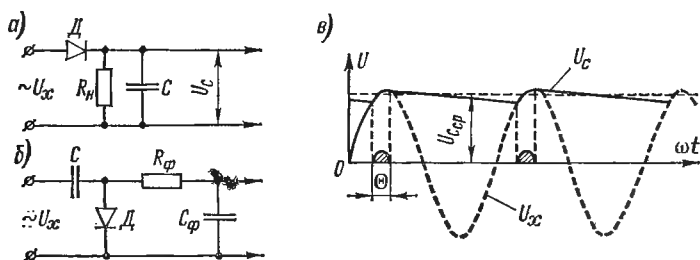


Рис. 3.38. Схемы амплитудных выпрямителей с открытым входом (а), с закрытым входом (б) и диаграмма напряжений (в)

Вольтметрами амплитудного значения (амплитудными вольтметрами) называют такие, у которых показания соответствуют амплитуде измеряемого синусоидального напряжения или максимальному его значению при искаженной форме кривой. Шкала прибора может быть отградуирована как в максимальных значениях напряжения U_m , так и в действующих значениях $U = 0,707 U_m$ для синусоиды.

Для измерения амплитудного значения напряжения в выпрямительное устройство вольтметра вводится элемент, запоминающий значение U_m . Свойством «памяти» обладает конденсатор, заряжаемый через диод до амплитудного значения переменного напряжения.

Применяются две основные схемы выпрямителей амплитудного значения (амплитудных детекторов): с открытым и закрытым входом (рис. 3.38). В схеме с открытым входом (рис. 3.38, а) при синусоидальном входном напряжении U_x в положительный полупериод

происходит заряд конденсатора C до напряжения $U_C \approx U_m$ через диод с малым прямым сопротивлением $R_{пр}$ и исследуемый источник с внутренним сопротивлением R_i . В отрицательный полупериод конденсатор разряжается через нагрузку R_n . Если сделать постоянную времени цепи разряда конденсатора ($\tau = CR_n$) значительно большей, чем период изменения измеряемого напряжения, то за время отрицательной полуволны конденсатор разрядится незначительно.

Как видно из графика рис. 3.38, в, отпирание диода и подзаряд конденсатора происходит лишь в короткие промежутки времени θ , когда напряжение U_x превосходит по значению U_C .

Пульсация напряжения U_C зависит от выбора сопротивлений в цепи заряда и разряда конденсатора согласно неравенству $R_n \gg R_{пр} + R_i$.

Практически всегда $U_{C\text{ ср}} \approx U_m$, т. е. показания вольтметра соответствуют амплитудному значению измеряемого напряжения.

Если измеряемое напряжение $U_x = U_0 + U_m \sin \omega t$, т. е. имеется постоянная составляющая U_0 , то она также через диод поступит в цепь заряда конденсатора, который зарядится до напряжения $U_C \approx U_0 + U_m$. Показания вольтметра с открытым входом будут соответствовать максимальному значению суммарного приложенного напряжения.

Для устранения этого недостатка используется схема с закрытым входом (рис. 3.38, б). Принцип работы схемы подобен описанному ранее. В схеме с закрытым входом, независимо от наличия постоянной составляющей, напряжение на выходе выпрямителя остается примерно равным максимальному значению положительной полуволны измеряемого напряжения. Для уменьшения пульсаций выпрямленного сигнала, которые значительно больше, чем в схеме с открытым входом, на выходе выпрямителя ставится RC -фильтр.

Схемы с открытым и закрытым входом получили распространение в универсальных электронных вольтметрах.

Пределы измеряемых переменных напряжений для большинства универсальных вольтметров бывают от 100—200 мВ до 10^3 В.

Частотные свойства амплитудных вольтметров определяются амплитудным выпрямителем (AB). Использование в качестве AB микроминиатюрных высокочастотных ламп, а также конструктивное оформление AB в виде выносного элемента (пробника), отличающегося существенно уменьшенными паразитными емкостями и индуктивностями, позволяет получить рабочий диапазон частот вольтметров до 10^3 МГц.

Для выпускаемых промышленностью универсальных вольтметров типов В7-17, В7-26, ВК7-9 на низкочастотном входе (без пробника) основная погрешность находится на уровне $\pm 2,5\%$ на диапазонах измеряемых напряжений 0,3—300 В. На остальных диапазонах погрешность увеличивается до $\pm 4\%$.

Схемы амплитудных выпрямителей с закрытым входом применяются в импульсных электронных вольтметрах, используемых для измерения амплитуд импульсов.

Для измерения амплитуд импульсов большой скважности (порядка 10^3 — 10^6) могут быть использованы схемы выпрямителей (рис. 3.38, а) у которых постоянная времени цепи разряда конденсатора τ существенно увеличена. Увеличение постоянной τ необходимо для того чтобы напряжение на выходе схемы менялось незначительно в интервале времени между импульсами. При малых длительностях импульсов (10—100 нс) и значительных скважностях (более 10^6) погрешность за счет разряда конденсатора получается значительной.

При изменении полярности исследуемого импульса требуется менять полярность включения диода на обратную. Для этого в схеме вольтметра предусматривается специальный переключатель. Для ускорения разряда конденсатора перед началом измерений конденсатор шунтируется небольшим по сопротивлению резистором. Шкалы импульсных вольтметров градуируются в амплитудных значениях напряжения.

Главными достоинствами электронных вольтметров следует считать их высокую чувствительность, практическое отсутствие потребляемой мощности от объекта измерения, широкий диапазон рабочих частот и широкий диапазон измеряемых напряжений.

Повышение чувствительности приборов достигается использованием в схемах вольтметров усилителей. Для увеличения верхних пределов измерения используются делители напряжения ДН, как встроенные в прибор, так и прилагаемые к нему. Так как использование ДН на входе вольтметра увеличивает потребляемую прибором мощность, ДН должен быть высокоомным.

Создание электронных вольтметров на базе современной микроэлектроники позволяет получать малогабаритные и экономичные приборы.

Основным недостатком электронных вольтметров является ограниченная точность, характеризующаяся в среднем классами точности 2,5 — для рабочего диапазона частот и 4—6 — для расширенного диапазона.

Частотная погрешность вольтметров в рабочем диапазоне частот (до 10—100 МГц) объясняется, в основном, влиянием межэлектродной емкости транзисторов или электронных ламп, находящихся во входных цепях вольтметра, паразитными емкостями и индуктивностями монтажа и подводящих проводов. В расширенной области частот (800— 10^3 МГц) на частотную погрешность прибора оказывают влияние паразитные емкости и индуктивности в выносном элементе (пробнике).

В настоящее время наивысшей точностью отличаются диодные компенсационные вольтметры (ДКВ). Их погрешности в широком интервале частот не превышают десятых долей процента.

Принцип действия ДКВ поясняется схемой рис. 3.39, а, основными элементами которой являются: диод D ; высокочувствительный магнитоэлектрический гальванометр — нуль-индикатор $НИ$; образцовый делитель напряжения $ОДН$. Основываясь на идеализирован-

ном представлении вольт-амперной характеристики диода (рис. 3.39, б) в виде ломаной линии, можно считать, что в отсутствие подаваемого на вход вольтметра напряжения U_x , ток через диод не протекает. При подключении напряжения $U_x = U_m \sin \omega t$ и подаче отрицательного напряжения смещения (компенсационного) U_k можно отрегулировать последнее так, чтобы ток через диод исчез. Тогда можно считать, что $U_m = U_k$.

В рассмотренном вольтметре отсчет снимается по положению рукояток *ОДН* в момент, когда ток в *НИ* исчезает.

Факторами, влияющими на погрешность ДКВ, являются: отклонение характеристики диода от расчетной, нестабильность источника питания, погрешность *ОДН* и порог чувствительности *НИ*.

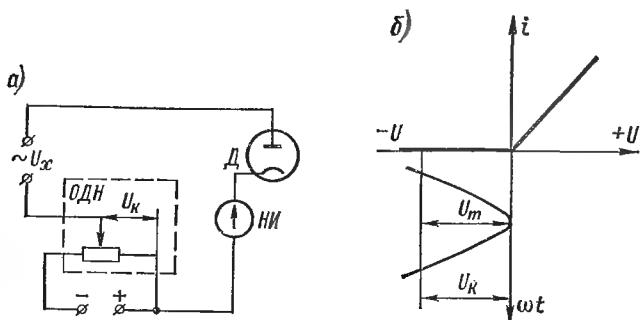


Рис. 3.39. Принципиальная схема диодного компенсационного вольтметра (а) и диаграмма, поясняющая принцип компенсации (б)

Компенсационный диодный вольтметр (типа ВЗ-24) может использоваться для точного измерения напряжения синусоидальной формы, а также для проверки и градуировки электронных вольтметров. Диапазон измерения напряжений от 20 мВ до 100 В разбит на четыре поддиапазона. Рабочая полоса частот 20 Гц — 10^3 МГц. Основная погрешность (в процентах) прибора может быть рассчитана по формуле $\Delta = \pm \left(0,2 + \frac{0,08}{U_x} \right)$ — в диапазоне частот от 20 Гц до 10 МГц и $\Delta = \pm \left(4,0 + \frac{0,08}{U_x} \right)$ — в диапазоне 900— 10^3 МГц (U_x — значение измеряемого напряжения, В).

ДКВ являются наиболее точными из существующих электронных вольтметров, обладают высоким входным сопротивлением, широким частотным диапазоном. Недостаток прибора — сложность эксплуатации. Среди различных типов ДКВ имеются вольтметры, предназначенные для измерения как периодических, так и импульсных напряжений (типа В4-11).

3.7. Измерение мощности, энергии, угла сдвига фаз и частоты

Измерение мощности постоянного и переменного однофазного тока. Из выражения для мощности на постоянном токе $P = IU$ видно, что ее можно измерить с помощью амперметра и вольтметра косвенным методом. Однако в этом случае необходимо производить одновременный отсчет по двум приборам и вычисления, усложняющие измерения и снижающие его точность.

Для измерения мощности в цепях постоянного и однофазного переменного тока применяют приборы, называемые ваттметрами, для которых используют электродинамические и ферродинамические измерительные механизмы. Электродинамические ваттметры выпускают в виде переносных приборов высоких классов точности (0,1—0,5) и используют для точных измерений мощности постоянного и переменного тока на промышленной и повышенной частоте (до 5000 Гц).

Ферродинамические ваттметры чаще всего встречаются в виде щитовых приборов относительно низкого класса точности (1,5—2,5). Применяют их главным образом на переменном токе промышленной частоты; на постоянном токе они имеют значительную погрешность, обусловленную гистерезисом сердечников.

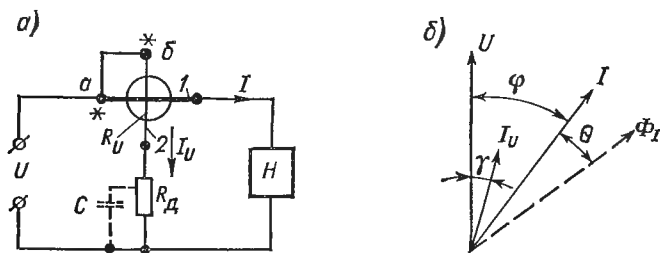


Рис. 3.40. Схема включения ваттметра (а) и векторная диаграмма (б)

Для измерения мощности на высоких частотах применяют термоэлектрические и электронные ваттметры, представляющие собой магнитоэлектрический измерительный механизм, снабженный преобразователем активной мощности в постоянный ток. В преобразователе мощности осуществляется операция умножения $ui = p$ и получение сигнала на выходе, зависящего от произведения ui , т. е. от мощности.

На рис. 3.40, а показана возможность использования электродинамического измерительного механизма для построения ваттметра и измерения мощности.

Неподвижная катушка 1, включаемая в цепь нагрузки последовательно, называется последовательной цепью ваттметра; подвиж-

ная катушка 2 (с добавочным резистором R_d), включаемая параллельно нагрузке, — параллельной цепью.

На основании (3.13) для ваттметра, работающего на постоянном токе,

$$\alpha = \frac{1}{W} \frac{UI}{R_U + R_d} \frac{dM_{1,2}}{d\alpha}. \quad (3.43)$$

Для получения равномерной шкалы в ваттметрах необходимо постоянство $\frac{dM_{1,2}}{d\alpha}$. Это осуществляется выбором формы, размеров и начального положения катушек. Полагая $\frac{dM_{1,2}}{d\alpha} = \text{const}$, уравнение (3.43) перепишем в следующем виде:

$$\alpha = SUI = SP, \quad (3.44)$$

где

$$S = \frac{dM_{1,2}}{d\alpha} \frac{1}{W (R_U + R_d)}.$$

Рассмотрим работу электродинамического ваттметра на переменном токе. Векторная диаграмма рис. 3.40, б построена для индуктивного характера нагрузки. Вектор тока I_U параллельной цепи отстает от вектора U на угол γ вследствие некоторой индуктивности подвижной катушки.

На основании (3.15)

$$\alpha = \frac{1}{W} I I_U \cos \delta \frac{dM_{1,2}}{d\alpha},$$

где $\delta = \varphi - \gamma$. Ток в параллельной цепи ваттметра

$$I_U = \frac{U}{R_U + R_d} \cos \gamma.$$

Принимая $\frac{dM_{1,2}}{d\alpha} = \text{const}$, получим

$$\alpha = SUI \cos (\varphi - \gamma) \cos \gamma. \quad (3.45)$$

Из выражения (3.45) следует, что ваттметр правильно измеряет мощность лишь в двух случаях: при $\gamma = 0$ и $\gamma = \varphi$. Условие $\gamma = 0$ может быть достигнуто созданием резонанса напряжений в параллельной цепи, например включением конденсатора C соответствующей емкости, как это показано штриховой линией на рис. 3.40, а. Однако резонанс напряжений будет лишь при некоторой определенной частоте. С изменением частоты условие $\gamma = 0$ нарушается.

При $\gamma \neq 0$ ваттметр измеряет мощность с погрешностью β_γ , которая носит название угловой погрешности.

При малом значении угла γ (γ обычно составляет не более 40—50'), т. е. при $\sin \gamma \approx \gamma$, $\cos \gamma \approx 1$ относительная погрешность

$$\beta_\gamma = \frac{UI \cos (\varphi - \gamma) \cos \gamma - UI \cos \varphi}{UI \cos \varphi} \approx \gamma \operatorname{tg} \varphi. \quad (3.46)$$

Из (3.46) следует, что при углах φ , близких к 90° , угловая погрешность может достигать больших значений.

В ферродинамических ваттметрах угловая погрешность зависит от разности углов γ и θ (рис. 3.40, б), где θ — угол между векторами тока I и магнитного потока Φ_I в зазоре сердечника.

Второй, специфической, погрешностью ваттметров является погрешность, обусловленная потреблением мощности его катушками. При измерении мощности, потребляемой нагрузкой, возможны две схемы включения ваттметра, отличающиеся включением его параллельной цепи (рис. 3.41).

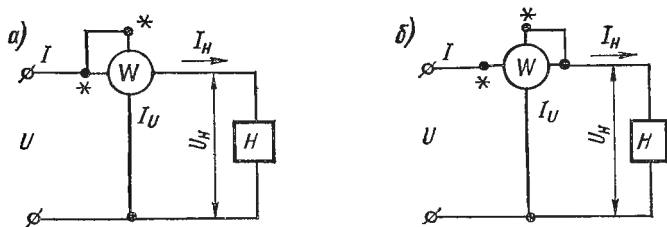


Рис. 3.41. Схемы включения параллельной обмотки ваттметра

Если не учитывать фазовых сдвигов между токами и напряжениями в катушках и считать нагрузку H чисто активной, погрешности $\beta_{(a)}$ и $\beta_{(б)}$, обусловленные потреблением мощности катушками ваттметра, для схем рис. 3.41, а и б:

$$\beta_{(a)} = \frac{UI_H - U_H I_H}{U_H I_H} = \frac{P_I}{P_H};$$

$$\beta_{(б)} = \frac{U_H (I_U + I_H) - U_H I_H}{U_H I_H} = \frac{P_U}{P_H},$$

где P_I и P_U — соответственно мощность, потребляемая последовательной и параллельной цепью ваттметра.

Из формул для $\beta_{(a)}$ и $\beta_{(б)}$ видно, что погрешности могут иметь заметные значения лишь при измерениях мощности в маломощных цепях, т. е. когда P_I и P_U соизмеримы с P_H .

Из выражения (3.13) следует, что если поменять знак только одного из токов, то изменится направление отклонения подвижной части прибора. У ваттметра имеются две пары зажимов (последовательной и параллельной цепей), и в зависимости от их включения в цепь направление отклонения указателя может быть различным. Для правильного включения ваттметра один из каждой пары зажимов обозначается знаком «*» (звездочка) и называется «генераторным зажимом».

Электродинамические ваттметры имеют обычно несколько пределов измерения по току и по напряжению, чаще всего два предела по току, например 5 и 10 А, и три по напряжению — 30, 150 и 300 В. Такие приборы снабжаются неименованными шкалами, и для того чтобы найти значение мощности, измеренное ваттмет-

ром, необходимо число делений, указываемое стрелкой, умножить на постоянную прибора C (в ваттах на деление), которая определяется по формуле

$$C = \frac{U_{\text{ном}} I_{\text{ном}}}{\alpha_m},$$

где $U_{\text{ном}}$ и $I_{\text{ном}}$ — номинальные значения напряжения и тока для тех пределов, на которые включен ваттметр; α_m — номинальный угол отклонения подвижной части, т. е. полное число делений шкалы.

Для ваттметров специального назначения — так называемых малокосинусных — при определении постоянной надо учитывать еще и номинальное значение $\cos \varphi_{\text{ном}}$, на которое рассчитывался прибор. В этом случае

$$C = \frac{U_{\text{ном}} I_{\text{ном}} \cos \varphi_{\text{ном}}}{\alpha_m}.$$

Значение $\cos \varphi_{\text{ном}}$ указывается на приборе. Малокосинусные ваттметры применяются для измерений небольших мощностей при больших углах сдвигов фаз (например, при измерениях потерь на гистерезис и вихревые токи в магнитных материалах ваттметровым методом, тангенса угла потерь диэлектриков и т. п.).

Измерение энергии однофазного переменного тока. Как известно, электрическая энергия определяется выражением

$$W = \int_{t_1}^{t_2} P dt,$$

где P — мощность, потребляемая нагрузкой.

Энергия измеряется электрическими счетчиками. Для счетчиков переменного тока используются индукционные измерительные механизмы.

Основными элементами счетчика (рис. 3.42) являются: электромагниты 1 и 4, называемые соответственно последовательным и параллельным электромагнитом, алюминиевый диск 2, укрепленный на оси, постоянный магнит 8 и другие элементы, назначение которых будет пояснено ниже. Схемы включения счетчика и ваттметра одинаковы. Обмотка электромагнита 1 выполняется из небольшого числа витков относительно толстого провода и включается в цепь последовательно с нагрузкой H . Обмотка электромагнита 4, имеющая большое число витков, выполняется из тонкого провода и включается параллельно нагрузке.

По конструктивным особенностям и расположению сердечника параллельного электромагнита счетчики делятся на радиальные и тангенциальные. В первых сердечник электромагнита 4 располагается по радиусу диска, а в конструкциях вторых — по хорде. Отечественной промышленностью выпускаются только тангенциальные счетчики (рис. 3.43).

Ток I в последовательной цепи счетчика (рис. 3.43) создает магнитный поток Φ_I , который проходит через сердечник электромагнита 1, через сердечник электромагнита 2 и дважды пересекает диск 3. Ток I_U в параллельной цепи счетчика создает потоки Φ_U и Φ_L . Первый, замыкаясь через противоположный полюс 4, пересекает диск в одном месте (в середине между полюсами электромагнита 1). Поток Φ_L замыкается через боковые стержни электромагнита 2,

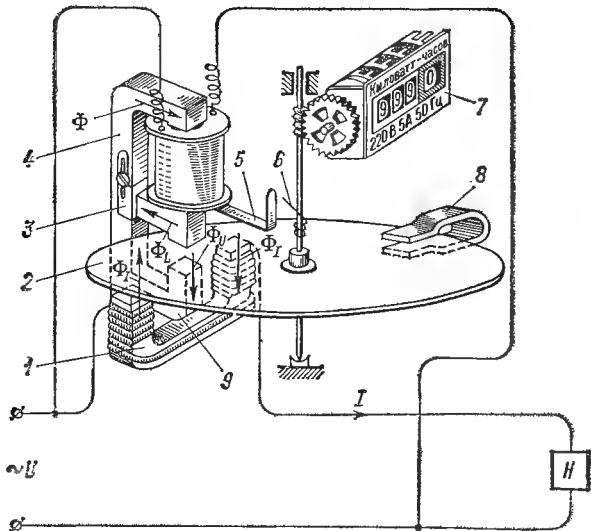


Рис. 3.42. Схематическое изображение устройства и включения в цепь однофазного индукционного счетчика

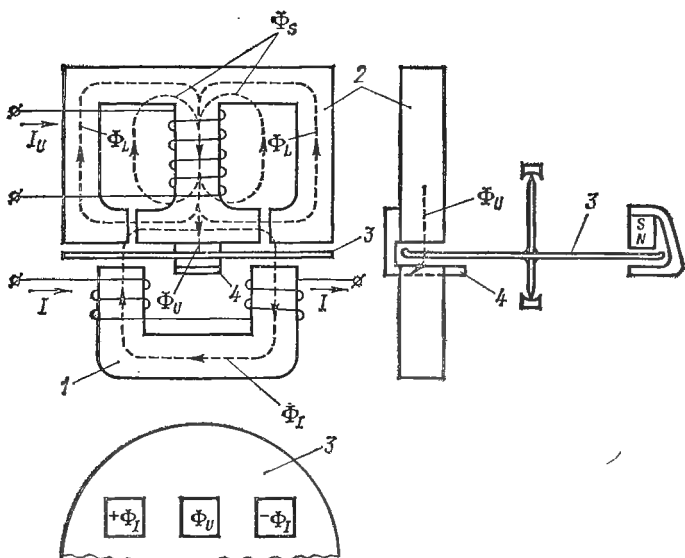


Рис. 3.43. Устройство тангенциального индукционного однофазного счетчика

не пересекает диска и непосредственного участия в создании вращающего момента не принимает. Называется он нерабочим магнитным потоком параллельной цепи в отличие от потока Φ_U , называемого рабочим.

Рассматриваемый индукционный счетчик является трехпоточным измерительным механизмом (см. § 3.2). Однако при рассмотрении его работы можно пользоваться уравнением (3.24), выведенным для двухпоточного измерительного механизма, с учетом того, что в данном случае по существу диск пронизывается двумя потоками Φ_I и Φ_U , из которых поток Φ_I пронизывает диск дважды и в противоположных направлениях (рис. 3.43).

Из-за больших воздушных зазоров на пути потоков Φ_I и Φ_U можно с достаточным приближением считать зависимость между этими потоками и токами I и I_U линейной, т. е.

$$\Phi_I = k_I I; \quad \Phi_U = k_U I_U = k_U \frac{U}{Z_U},$$

где U — напряжение на параллельной обмотке; Z_U — полное сопротивление параллельной обмотки.

Ввиду малости активного сопротивления параллельной обмотки по сравнению с ее индуктивным сопротивлением X_U можно принять

$$Z_U \approx X_U = 2\pi f L_U,$$

где L_U — индуктивность обмотки. Тогда

$$\Phi_U = \frac{k_U U}{2\pi f L_U} = k'_U \frac{U}{f}.$$

Подставляя выражения потоков Φ_I и Φ_U в уравнение (3.24) и объединяя постоянные, получим

$$M = kUI \sin \psi, \quad (3.47)$$

где $k = ck_I k'_U$.

Для дальнейшего анализа работы счетчика воспользуемся векторной диаграммой рис. 3.44. На диаграмме U — вектор напряжения сети; I — вектор тока в последовательной обмотке, отстающий по фазе от напряжения на угол φ (предполагается индуктивный характер нагрузки); Φ_I — вектор потока последовательного электромагнита, отстающий от вектора тока I по фазе на угол α_I из-за потерь на гистерезис в сердечнике электромагнита и вихревые токи в нем и диске; I_U — вектор тока в параллельной обмотке, который отстает от вектора U на угол, близкий к $\pi/2$, вследствие большой индуктивности обмотки.

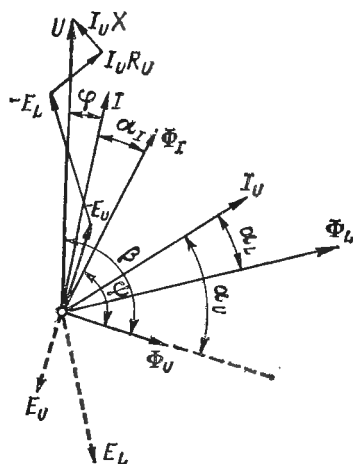


Рис. 3.44. Векторная диаграмма индукционного счетчика

Векторы потоков Φ_U и Φ_L отстают от вектора тока I_U соответственно на углы α_U и α_L , причем $\alpha_U > \alpha_L$ в связи с тем, что потоком Φ_U создаются дополнительные потери на вихревые токи в диске.

Потоки Φ_U и Φ_L индуцируют в параллельной обмотке э. д. с. E_U и E_L , отстающие от них по фазе на $\pi/2$. Вектор напряжения U должен уравнивать векторы э. д. с. E_U и E_L , а также падение напряжения $I_U R_U$ — на активном сопротивлении параллельной обмотки и $I_U X$ — э. д. с. от потоков рассеяния Φ_s той же обмотки.

Как следует из диаграммы, $\psi = \beta - \alpha_I - \varphi$. Если выполнить условие $\beta - \alpha_I = \pi/2$, то $\psi = \pi/2 - \varphi$. Тогда уравнение (3.47) примет вид:

$$M = kUI \cos \varphi, \quad (3.48)$$

т. е. вращающий момент счетчика пропорционален мощности переменного тока.

Для выполнения условия $\beta - \alpha_I = \pi/2$ необходим нерабочий поток Φ_L , э. д. с. E_L от которого, являясь составляющей вектора U (рис. 3.44) влияет на значение угла β .

Для выполнения указанного условия в счетчике используются различные приспособления. Так, в счетчике, показанном на рис. 3.42, используется медная пластинка 3, помещаемая на пути потока Φ_L . Для регулировки угла α_I на сердечник электромагнита 1 накладываются короткозамкнутые витки или дополнительная обмотка, замкнутая на регулируемый резистор.

Для создания противодействующего момента, называемого в счетчиках тормозным, применяется постоянный магнит 8 (рис. 3.42), между полюсами которого находится диск. Тормозной момент M_T создается от взаимодействия поля Φ_m постоянного магнита с током I_m в диске, получающимся при вращении диска в поле магнита. Тормозной момент

$$M_T = k_1 \Phi_m I_m, \quad (3.49)$$

где k_1 — постоянная величина.

Ток I_m можно выразить следующим образом:

$$I_m = k_2 \Phi_m \frac{d\alpha}{dt},$$

где $d\alpha/dt$ — угловая скорость диска. Тогда, подставляя выражение для тока I_m в (3.49) и учитывая, что Φ_m — величина постоянная, найдем

$$M_T = k_3 \Phi_m^2 \frac{d\alpha}{dt} = k_4 \frac{d\alpha}{dt}. \quad (3.50)$$

В индукционных счетчиках имеется еще два дополнительных тормозных момента M'_T и M''_T , возникающих при взаимодействии переменных магнитных потоков Φ_I и Φ_U с токами в диске, индуцированными этими потоками при его вращении.

Однако обычно Φ_I и Φ_U значительно меньше Φ_m , поэтому моментами M'_T и M''_T пренебрегаем. Пренебрегая также трением, полу-

чим для установившейся равномерной угловой скорости диска $M = M_T$. С учетом зависимостей (3.48) и (3.50) имеем

$$kUI \cos \varphi = k_4 \frac{d\alpha}{dt} \quad \text{или} \quad P dt = \frac{k_4}{k} d\alpha.$$

Интегрируя последнее равенство в пределах интервала времени $\Delta t = t_2 - t_1$, получим

$$W = CN, \quad (3.51)$$

где W — энергия, израсходованная в цепи за интервал времени Δt ; N — число оборотов диска за этот же интервал времени; C — постоянная счетчика.

Отсчет энергии производится по показаниям счетного механизма — счетчика оборотов 7 (рис. 3.42). Единице электрической энергии (обычно 1 кВт·ч), регистрируемой счетным механизмом, соответствует определенное число оборотов подвижной части счетчика. Это соотношение, называемое передаточным числом A , указывается на счетчике.

Величина, обратная передаточному числу, т. е. отношение зарегистрированной энергии к числу оборотов диска, называется номинальной постоянной C_n . Значения величин A и C_n зависят только от конструкции счетного механизма и для данного счетчика остаются неизменными.

Под действительной постоянной счетчика C понимается количество энергии, действительно израсходованной в цепи за один оборот подвижной части. Эта энергия может быть измерена образцовыми приборами, например ваттметром и секундомером.

Действительная постоянная в отличие от номинальной зависит от режима работы счетчика, а также от внешних условий, например температуры, частоты и т. д. Зная значения постоянных C и C_n , можно определить относительную погрешность счетчика

$$\beta_W = \frac{W' - W}{W} = \frac{C_n - C}{C}, \quad (3.52)$$

где W' — энергия, измеренная счетчиком, а W — действительное значение энергии, израсходованной в цепи.

По точности счетчики активной энергии делятся на классы 0,5; 1,0; 2,0 и 2,5; счетчики реактивной энергии — на классы 1,5; 2,0 и 3,0 (ГОСТ 6570—75).

При выводе (3.51) было сделано допущение, что трение в измерительном механизме счетчика отсутствует. В действительности оно имеется и складывается из трения в опорах, в счетном механизме, трения подвижной части о воздух. Момент трения может вызвать значительную погрешность, особенно при малых (менее 10% номинальной) нагрузках, когда вращающий момент соизмерим с моментом трения.

Государственным стандартом устанавливается порог чувствительности (в процентах) счетчика, определяемый выражением $S =$

$= \frac{I_{\text{мин}}}{I_{\text{ном}}} 100$, где $I_{\text{мин}}$ — минимальное значение тока, при котором

диск счетчика начинает безостановочно вращаться; $I_{\text{ном}}$ — номинальное для счетчика значение нагрузочного тока. При этом напряжение и частота тока в измеряемой цепи должны быть номинальными, а $\cos \varphi = 1$. Согласно ГОСТ 6570—75 порог чувствительности не должен превышать 0,4% — для счетчиков класса точности 0,5 и 0,5% — для классов 1,0; 1,5 и 2,0. Для счетчиков реактивной энергии классов 2,5 и 3,0 значение S должно находиться в пределах 1%.

Для снижения порога чувствительности и его регулировки в счетчике имеется устройство, компенсирующее действие момента трения. Принцип компенсации состоит в том, что рабочий поток Φ_U параллельного электромагнита вблизи диска искусственно расщепляется на два потока, смещенные в пространстве и сдвинутые по фазе. Расщепление потоков и сдвиг по фазе достигается обычно с помощью медной или латунной пластинки, перекрывающей часть полюса сердечника параллельного электромагнита. Взаимодействие полученных потоков создает дополнительный вращающий момент — компенсационный момент, определяемый зависимостью, аналогичной (3.24).

При наличии напряжения в параллельной цепи счетчика и отсутствии тока в цепи нагрузки диск может начать вращаться без остановки. Такое явление называется самоходом, который может возникнуть, если компенсационный момент превышает момент трения.

Согласно ГОСТ 6570—75 самохода не должно быть при любом напряжении от 80 до 110% номинального. Для устранения самохода чаще всего к оси диска прикрепляется стальная проволочка 6 (рис. 3.42), а к магнитопроводу параллельного электромагнита —

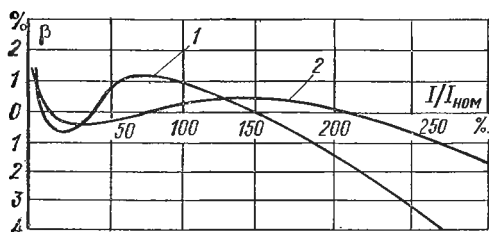


Рис. 3.45. Нагрузочные характеристики однофазного индукционного счетчика

стальная пластинка 5 (флажок). При вращении подвижной части проволочка притягивается к флажку, намагниченному потоками рассеяния электромагнита, что создает дополнительный тормозной момент, устраняющий самоход.

Погрешность счетчика зависит от режима его работы, поэтому государственным стандартом нормируется разная погрешность при различных нагрузках. Зависимость погрешности от нагрузки называется нагрузочной кривой счетчика и иллюстрируется рис. 3.45 (кривые 1 и 2 соответствуют классам 2,5 и 2,0). Характер кривых при нагрузках 5—20% объясняется влиянием неравенства компенсационного момента и момента трения. При нагрузке более 20% сказывается непропорциональность между токами и магнитными потоками в последовательной и

параллельной цепях, а также влияние тормозного момента M_T , создаваемого последовательным электромагнитом.

Погрешность, проиллюстрированная кривыми рис. 3.45, является основной. Под действием внешних факторов у счетчика появляются дополнительные погрешности, также нормируемые государственным стандартом. Дополнительные погрешности возникают при работе индукционных счетчиков вследствие искажения формы кривой токов и напряжений, колебания напряжения и частоты, резкого перепада мощности, потребляемой нагрузкой.

Лучшими метрологическими характеристиками обладают электронные счетчики электрической энергии (ЭС). В основу работы ЭС положено использование статического преобразователя мощности в постоянное напряжение. При этом применяется двойная модуляция с преобразованием напряжения в частоту электрических импульсов и последующим интегрированием. Структурная схема ЭС активной энергии переменного тока (рис. 3.46) содержит преобразователь мощности в напряжение (ПМН), преобразователь напряжения в частоту (ПНЧ) и счетчик импульсов (СИ).

ПМН содержит блоки широтно-импульсной (ШИМ) и амплитудно-импульсной (АИМ) модуляции. На вход блока ШИМ поступает напряжение, пропорциональное току нагрузки I_H , а на вход блока АИМ — напряжение на нагрузке U_H . С помощью схемы ШИМ напряжение U_1 преобразуется в последовательность прямоугольных импульсов переменной длительности. С изменением величины U_1 изменяется отношение разности длительностей импульсов $T_{и}$ и интервалов между ними $T_{п}$ к их сумме, т. е.

$$U_1 = k_1 I_H = k \frac{T_{и} - T_{п}}{T_{и} + T_{п}} = k \frac{\Delta T}{T}, \quad (3.53)$$

где k — постоянный коэффициент; $\Delta T = T_{и} - T_{п}$; $T = T_{и} + T_{п}$ — период следования импульсов.

Так как амплитуда импульсов в схеме АИМ изменяется пропорционально напряжению на нагрузке, а их длительность функционально связана с током нагрузки, в блоке АИМ производится перемножение входных сигналов. Среднее значение напряжения U_3 на выходе схемы АИМ пропорционально активной мощности P_H . С помощью ПНЧ напряжение U_3 преобразуется в частоту импульсов, которая, таким образом, пропорциональна мощности P_H .

Выходные импульсы ПНЧ подсчитываются счетчиком импульсов СИ, т. е. тем самым производится их интегрирование. Следовательно, показания СИ пропорциональны активной энергии W .

Серийно выпускаемые в настоящее время электронные счетчики активной энергии переменного тока имеют класс точности 0,5.

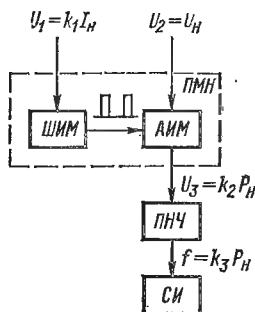


Рис. 3.46. Структурная схема электронного счетчика энергии переменного тока

Измерение активной мощности и энергии в трехфазных цепях. Как известно, независимо от характера нагрузки и схемы соединений трехфазной системы активная мощность P и энергия W за время $t_2 - t_1$ определяются выражениями:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p_i dt = U_{1\phi} I_{1\phi} \cos \varphi_1 + U_{2\phi} I_{2\phi} \cos \varphi_2 + U_{3\phi} I_{3\phi} \cos \varphi_3; \quad (3.54a)$$

$$W = \int_{t_1}^{t_2} P dt = \int_{t_1}^{t_2} U_{1\phi} I_{1\phi} \cos \varphi_1 dt + \int_{t_1}^{t_2} U_{2\phi} I_{2\phi} \cos \varphi_2 dt + \int_{t_1}^{t_2} U_{3\phi} I_{3\phi} \cos \varphi_3 dt, \quad (3.54б)$$

где индекс «ф» обозначает фазные напряжения и токи.

В симметричной трехфазной системе, в которой все фазные и линейные напряжения, токи и углы сдвига между фазными напряжениями и токами равны между собой, эти уравнения примут вид:

$$P = 3U_{\phi} I_{\phi} \cos \varphi = \sqrt{3} U_{л} I_{л} \cos \varphi; \quad (3.55a)$$

$$W = 3 \int_{t_1}^{t_2} U_{\phi} I_{\phi} \cos \varphi dt = \sqrt{3} \int_{t_1}^{t_2} U_{л} I_{л} \cos \varphi dt, \quad (3.55б)$$

где φ — угол между фазными напряжениями и токами; индекс «л» обозначает линейные напряжения и токи.

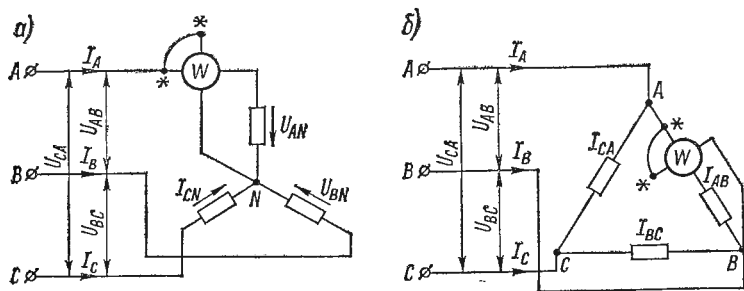


Рис. 3.47. Схема измерения активной мощности в трехфазной цепи одним ваттметром при включении нагрузки звездой (а) и треугольником (б)

В трехфазной системе независимо от схемы соединения нагрузки — треугольником или звездой — мгновенное значение мощности p системы равняется сумме мгновенных значений мощности отдельных фаз.

На этом основании для схемы соединения нагрузки звездой (рис. 3.47, а) можно написать

$$p = u_{AN} i_A + u_{BN} i_B + u_{CN} i_C,$$

где u_{AN} , u_{BN} , u_{CN} — мгновенные значения фазных напряжений; i_A , i_B , i_C — мгновенные значения фазных токов.

На основании первого закона Кирхгофа можно в этом выражении исключить один из токов. Учитывая также, что $u_{BC} = u_{BN} - u_{CN}$, а $u_{AB} = u_{AN} - u_{BN}$, уравнения для мгновенных значений мощности можно представить в трех формах:

$$p = u_{AC}i_A + u_{BC}i_B;$$

$$p = u_{AB}i_A + u_{CB}i_C;$$

$$p = u_{BA}i_B + u_{CA}i_C.$$

К таким же выводам можно прийти и при включении нагрузки треугольником (рис. 3.47, б).

Переходя от мгновенных значений активной мощности к средним, получим:

$$P = U_{AC}I_A \cos \beta_1 + U_{BC}I_B \cos \beta_2, \quad (3.56a)$$

или

$$P = U_{AB}I_A \cos \beta_3 + U_{CB}I_C \cos \beta_4, \quad (3.56б)$$

или

$$P = U_{BA}I_B \cos \beta_5 + U_{CA}I_C \cos \beta_6, \quad (3.56в)$$

где U_{AC} , U_{AB} и т. д., а также I_A , I_B и I_C — действующие значения линейных напряжений и токов; β_1 , β_2 и т. д. — углы сдвига фаз между соответствующими токами и напряжениями.

Из уравнений (3.54)—(3.56) видно, что для измерений мощности и энергии трехфазной системы могут быть применены один прибор (ваттметр или счетчик), два прибора или три прибора.

Метод одного прибора основывается на использовании выражений (3.55) и применяется в симметричных трехфазных системах. При асимметричной системе, в которой значения токов и напряжений отдельных фаз не одинаковы, а также различаются углы сдвига фаз между векторами токов и напряжений, используется метод двух приборов. Наконец, в общем случае, в том числе и в четырехпроводной асимметричной системе на основании выражений (3.54), применяется метод трех приборов.

В дальнейшем ограничимся рассмотрением только методов измерения мощности, что дает также представление и о методах измерения энергии.

Метод одного прибора. Если трехфазная система симметрична, а фазы нагрузки соединены звездой с доступной нулевой точкой, то однофазный ваттметр включают по схеме рис. 3.47, а и измеряют им мощность одной фазы. Для получения мощности всей системы показания ваттметра нужно утроить. Можно также измерить мощность при соединении фаз нагрузки треугольником, но при условии включения последовательной обмотки ваттметра в одну из фаз (рис. 3.47, б).

Если нагрузка включена треугольником или звездой с недоступной нулевой точкой, то применяется включение ваттметра ¹ с искусственной нулевой точкой (рис. 3.48, а), которая создается с помощью двух дополнительных резисторов с активным сопротивлением R_2

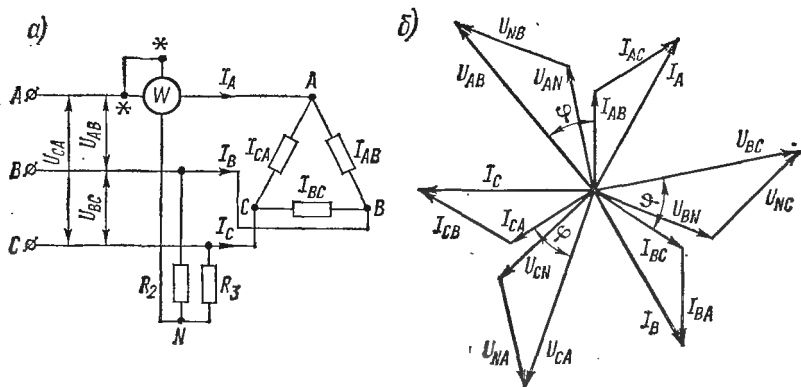


Рис. 3.48. Схема измерения активной мощности в трехфазной цепи с искусственной нулевой точкой (а) и векторная диаграмма (б)

и R_3 . При этом необходимо выполнить условие $R_2 = R_3 = R_U$ (R_U — сопротивление параллельной цепи ваттметра).

На рис. 3.48, б показана векторная диаграмма, соответствующая схеме рис. 3.48, а. Напряжения U_{AN} , U_{BN} и U_{CN} на резисторах, образующих искусственную нулевую точку, можно рассматривать

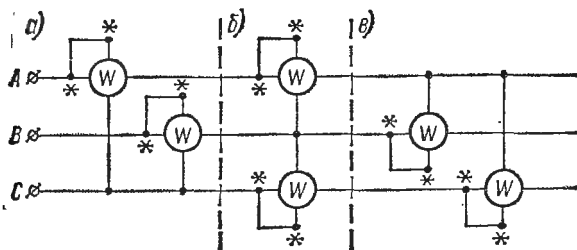


Рис. 3.49. Схемы включения двух ваттметров для измерения активной мощности трехфазной сети

как фазные напряжения. Углы между фазными напряжениями и фазными токами нагрузки обозначены через φ . Поскольку углы между векторами I_{AB} и I_A , а также между векторами U_{AN} и U_{AB} равны 30° , то угол между вектором напряжения, приложенного к параллельной цепи ваттметра, и вектором тока $I_A = I_{AB} + I_{AC}$

¹ Для измерения энергии схема не применяется из-за большой индуктивности параллельной цепи счетчика.

в последовательной обмотке также равен φ . Следовательно, ваттметр покажет мощность

$$P = U_{AN} I_A \cos (U_{AN} I_A) = U_{AN} I_A \cos \varphi. \quad (3.57)$$

Поскольку $U_{AN} = U_{AB}/\sqrt{3}$ и $I_A = I_{AB}/\sqrt{3}$, то $P = U_{AB} I_{AB} \cos \varphi$, т. е. ваттметр покажет мощность одной фазы. Для получения мощности всей системы показание ваттметра нужно утроить. То же самое будет и при соединении нагрузки звездой.

Метод двух приборов. Этот метод применяется в асимметричных трехпроводных цепях трехфазного тока.

На основе выражений (3.56а)—(3.56в) можно создать три варианта схем включения двух приборов, показанных на схеме рис. 3.49, а—в соответственно.

Анализ работы схем двух ваттметров¹ показывает, что в

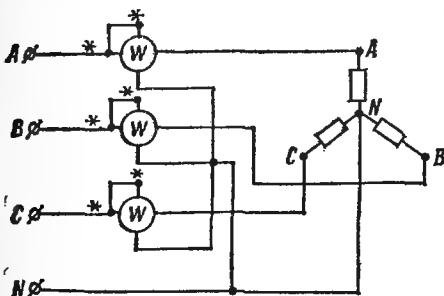


Рис. 3.50. Схема измерения активной мощности тремя ваттметрами

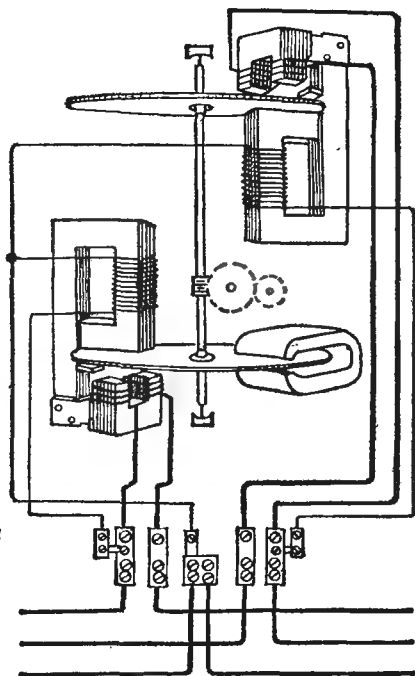


Рис. 3.51. Двухэлементный трехфазный счетчик

зависимости от характера нагрузки фаз знак показаний ваттметров может меняться. Следовательно, активная мощность трехфазной системы должна определяться как алгебраическая сумма показаний обоих ваттметров.

Метод трех приборов. В том случае когда несимметричная нагрузка включается звездой с нулевым проводом, т. е. когда имеется асимметричная трехфазная четырехпроводная система, применяются три ваттметра, включенные по схеме рис. 3.50. При таком включении каждый из ваттметров измеряет мощность одной фазы. Полная мощность системы определится как арифметическая сумма показаний ваттметров.

¹ Атабеков Г. И. Теоретические основы электротехники. — М.: Энергия, 1975.

Методы одного, двух и трех ваттметров применяются главным образом в лабораторной практике. В эксплуатационных условиях применяются двух- и трехфазные ваттметры и счетчики, которые представляют собой сочетание в одном приборе двух (двухэлементные) или трех (трехэлементные) однофазных измерительных механизмов, имеющих общую подвижную часть, на которую действует суммарный вращающий момент всех элементов.

На рис. 3.51 в качестве примера схематично показан трехфазный двухэлементный индукционный счетчик, состоящий из двух пар электромагнитов и двух дисков, помещенных на одной оси.

Измерение реактивной мощности и энергии в однофазной и трехфазной цепях. Несмотря то, что реактивная мощность не определяет ни совершаемой работы, ни передаваемой энергии за единицу времени, измерение ее (и энергии) имеет большое народнохозяйственное значение. Это объясняется тем, что наличие реактивной мощности приводит к дополнительным потерям электрической энергии в линиях передачи, трансформаторах и генераторах.

Как известно, под реактивной мощностью понимается

$$Q = UI \sin \varphi. \quad (3.58)$$

Реактивная мощность однофазной цепи может быть измерена ваттметром.

Электродинамический или ферродинамический ваттметр, специально предназначенный для измерений реактивной мощности (реактивный ваттметр), применяется преимущественно для лабораторных измерений и для проверки реактивных индукционных счетчиков. Отличие реактивного ваттметра от обычного состоит в том, что он имеет усложненную схему параллельной цепи с целью получения сдвига по фазе $\gamma = 90^\circ$ между векторами тока и напряжения этой цепи. Тогда угол отклонения подвижной части ваттметра будет пропорционален реактивной мощности.

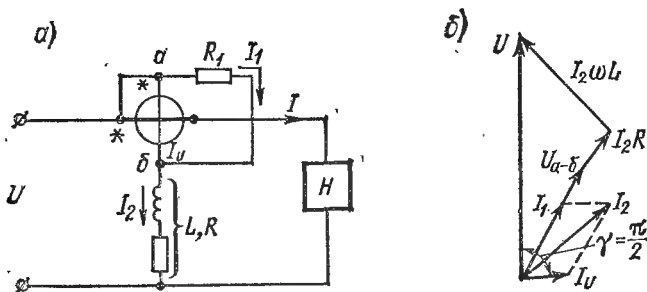


Рис. 3.52. Схема реактивного ваттметра (а) и векторная диаграмма (б)

Параллельная цепь ваттметра (рис. 3.52, а) состоит из подвижной катушки, шунтированной резистором с активным сопротивлением R_1 , и катушки индуктивности L . Вектор тока I_U (рис. 3.52, б) отстает от вектора напряжения U_{a-b} , а вектор тока I_1 в резисторе R_1 совпадает по фазе с U_{a-b} . Подбором параметров схемы получают угол сдвига между векторами тока I_U и напряжения U , равный 90° .

Реактивную мощность трехфазной сети можно представить как сумму реактивных мощностей отдельных фаз, т. е.

$$Q = U_{1\phi} I_{1\phi} \sin \varphi_1 + U_{2\phi} I_{2\phi} \sin \varphi_2 + U_{3\phi} I_{3\phi} \sin \varphi_3.$$

При полной симметрии системы реактивная мощность

$$Q = 3U_{\phi} I_{\phi} \sin \varphi = \sqrt{3} U_{\text{л}} I_{\text{л}} \sin \varphi.$$

Измерить реактивную мощность (энергию) трехфазной сети можно различными способами: при помощи обычных ваттметров (счетчиков), но включаемых по специальным схемам, и при помощи реактивных ваттметров (счетчиков).

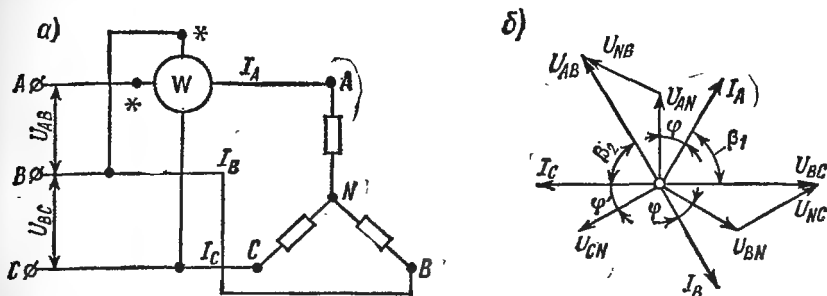


Рис. 3.53. Схема включения ваттметра (а) для измерения реактивной мощности в симметричной трехфазной сети и векторная диаграмма (б)

При полной симметрии трехфазной сети реактивную мощность можно измерить одним ваттметром, включенным по схеме рис. 3.53, а.

Показания ваттметра (с учетом векторной диаграммы рис. 3.53, б) будут

$$P = U_{BC} I_A \cos \beta_1 = U_{\text{л}} I_{\text{л}} \cos (90^\circ - \varphi) = U_{\text{л}} I_{\text{л}} \sin \varphi. \quad (3.59)$$

Для определения реактивной мощности всей системы показания ваттметра необходимо умножить на $\sqrt{3}$. Так как даже при незначительной асимметрии схема

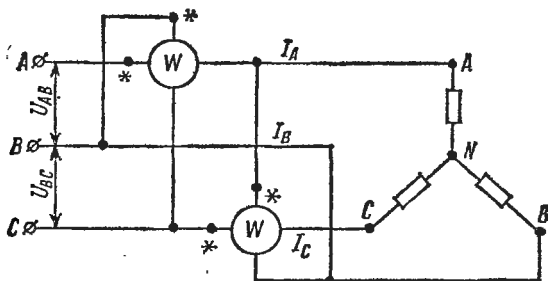


Рис. 3.54. Схема включения двух ваттметров при измерении реактивной мощности в асимметричной трехфазной цепи

с одним ваттметром дает большие погрешности, то она редко применяется. Лучшие результаты дает измерение реактивной мощности двумя ваттметрами (рис. 3.54).

Сумма показаний ваттметров (рис. 3.54) будет

$$P_1 + P_2 = U_{BC} I_A \cos \beta_1 + U_{AB} I_C \cos \beta_2.$$

Анализ работы схемы при асимметричной нагрузке достаточно сложен, поэтому ограничимся частным случаем. Предположим, что углы $\beta_1 = \beta_2 = 90^\circ - \varphi$ (рис. 3.53, б) и система симметрична, тогда

$$P_1 + P_2 = 2U_{\text{л}} I_{\text{л}} \sin \varphi.$$

Для получения мощности трехфазной системы сумму показаний ваттметров нужно умножить на $\sqrt{3}/2$.

При включении нагрузки треугольником приборы (ваттметры или счетчики) включаются аналогично схемам рис. 3.53 и 3.54.

При неравномерной нагрузке фаз, но симметричной системе напряжений (частичная асимметрия) реактивная мощность трехфазной сети может быть измерена двумя одинаковыми ваттметрами активной мощности с искусственной нулевой точкой (рис. 3.55, а).

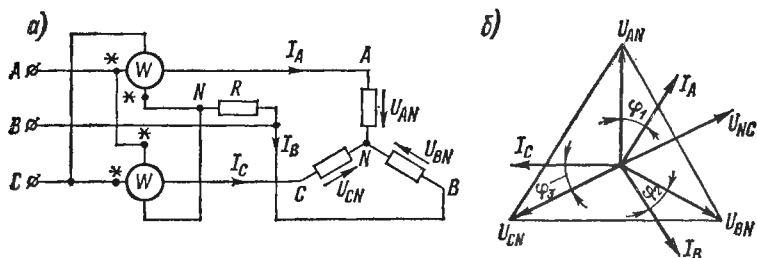


Рис. 3.55. Схема включения двух ваттметров (а) для измерения реактивной мощности в трехфазной цепи с частичной асимметрией и векторная диаграмма (б)

Для создания искусственной нулевой точки N используется резистор R , сопротивление которого по значению равно сопротивлению параллельной цепи ваттметра.

Рассмотрим частный случай (равномерной нагрузки фаз), когда углы $\varphi_1 = \varphi_2 = \varphi_3 = \varphi$. При этом, как видно из диаграммы рис. 3.55, б, сумма показаний ваттметров

$$\begin{aligned} P_1 + P_2 &= I_A U_{NC} \cos(60^\circ - \varphi) + I_C U_{AN} \cos(120^\circ - \varphi) = \\ &= I_\phi U_\phi \left(\frac{1}{2} \cos \varphi + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \varphi - \frac{1}{2} \cos \varphi + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin \varphi \right) = \\ &= \sqrt{3} I_\phi U_\phi \sin \varphi = \sqrt{3} Q_\phi. \end{aligned}$$

Таким образом, для получения реактивной мощности трехфазной сети нужно сумму показаний ваттметров умножить на $\sqrt{3}$.

Подробный анализ схемы рис. 3.55, а¹ для случая неравномерной нагрузки фаз при симметричной системе напряжений приводит к такому же результату.

При измерении реактивной мощности и энергии в трехпроводной и четырехпроводной асимметричных сетях может быть применен один трехэлементный прибор или три прибора (ваттметра или счетчика) (рис. 3.56, а). Доказательство возможности измерения рассмотрим для частного случая.

Сумма показаний приборов с учетом чередования фаз при включении параллельных обмоток так, как показано на рис. 3.56, а, будет

$$P_1 + P_2 + P_3 = U_{BC} I_A \cos \gamma_1 + U_{CA} I_B \cos \gamma_2 + U_{AB} I_C \cos \gamma_3.$$

Из векторной диаграммы (рис. 3.56, б) найдем

$$\gamma_1 = 90^\circ - \varphi_1; \quad \gamma_2 = 90^\circ - \varphi_2; \quad \gamma_3 = 90^\circ - \varphi_3.$$

Так как $U_{AB} = U_{BC} = U_{CA} = U_\Delta$, то

$$P_1 + P_2 + P_3 = U_\Delta (I_A \sin \varphi_1 + I_B \sin \varphi_2 + I_C \sin \varphi_3).$$

¹ Электрические измерения / Под ред. А. В. Фремке. — 4-е изд. — Л.: Энергия, 1973.

Чтобы найти реактивную мощность системы, сумму показаний ваттметров необходимо разделить на $\sqrt{3}$.

На основе этого метода выпускаются реактивные счетчики, пригодные как для трехпроводных, так и четырехпроводных цепей трехфазного тока,

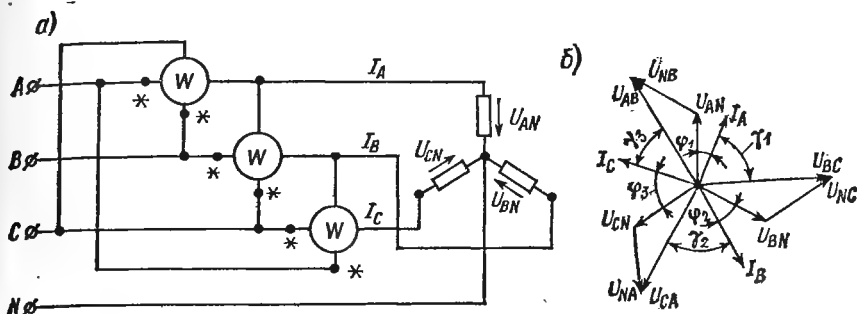


Рис. 3.56. Схема включения трех ваттметров (а) для измерения реактивной мощности (энергии) в трехфазной четырехпроводной цепи и векторная диаграмма (б)

Измерение угла сдвига фаз и частоты. Для измерения угла сдвига фаз между током и напряжением, а также коэффициента мощности в однофазной цепи переменного тока можно воспользоваться косвенным методом и определить значения этих величин по показаниям амперметра, вольтметра и ваттметра. Недостатком этого метода является необходимость одновременного отсчета показаний трех приборов и вычисления значения искомой величины, что снижает точность измерений.

Специальные приборы, предназначенные для непосредственного измерения угла сдвига фаз и коэффициента мощности, называются фазометрами. Промышленностью выпускается большое число разнообразных типов фазометров, в которых используются электро-механические измерительные механизмы. Наиболее часто при этом используются электродинамические логометры. На рис. 3.57, а показана схема электродинамического фазометра с логометрическим измерительным механизмом.

На основании зависимости (3.16) и векторной диаграммы рис. 3.57, б имеем

$$\frac{I_1 \cos(\beta - \varphi)}{I_2 \cos \varphi} = \frac{\cos(\gamma - \alpha)}{\cos \alpha}.$$

Если параметры параллельной цепи подобрать так, чтобы $I_1 = I_2$ и $\beta = \gamma$, то $\alpha = \varphi$.

Таким образом, угол поворота подвижной части логометра определяется только углом φ . Шкала фазометра может быть отградуирована в значениях угла φ или $\cos \varphi$.

Рассмотренный фазометр обладает рядом недостатков. В частности, параллельная цепь такого прибора может быть рассчитана только на одно значение напряжения, так как при изменении сопро-

тивления добавочного резистора изменится угол β и вместе с ним характеристика шкалы. Существенным недостатком является также большая зависимость показаний от частоты.

В целях снижения частотной погрешности одна из катушек параллельной цепи логометра выполняется из двух секций B' и B''

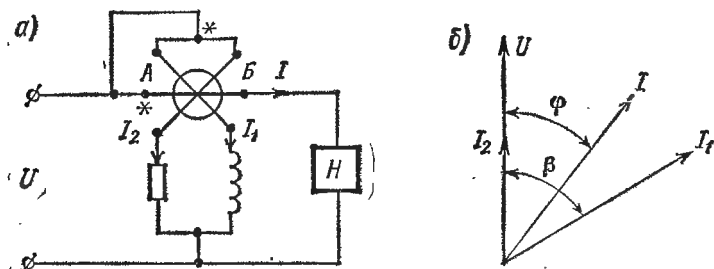


Рис. 3.57. Схема электродинамического однофазного фазометра (а) и векторная диаграмма (б)

(рис. 3.58), снабженных соответственно дросселем L и конденсатором C . Наличие этих элементов в цепях катушек B' и B'' обеспечивает сдвиг фаз для протекающих в них токов почти на 180° . При встречном включении катушек моменты, создаваемые каждой секцией, будут действовать в одну сторону, т. е. складываться.

Значения индуктивности L и емкости C подбираются так, чтобы при номинальной частоте $\omega L = 1/(\omega C)$, т. е. чтобы токи в секциях B' и B'' были равны между собой. Следовательно, и моменты, создаваемые этими токами, будут равны. С изменением частоты в некоторых пределах увеличение тока в одной секции катушки практически равно уменьшению тока в другой секции катушки, а их суммарное действие остается неизменным, т. е. показания прибора не зависят от изменения частоты. Для того чтобы прибор можно было использовать в цепях с различным напряжением, предусмотрен автотрансформатор Tr , встроенный в прибор.

Рис. 3.58. Схема электродинамического фазометра с компенсацией частотной погрешности

Для расширения пределов по току используется комбинированное включение секций неподвижной катушки A .

Рассмотренный принцип положен в основу работы переносных однофазных фазометров типа Д578 (класса точности 0,5) и типа Д5000 (класса точности 0,2). Приборы предназначены для измерения в цепях переменного тока частотой 50—60 Гц (Д578) и частотой 50 Гц (Д5000). Диапазон измерения угла φ составляет $0-90^\circ$ (Д578) и $0-360^\circ$ (Д5000); $\cos \varphi$ составляет $0-1$ (для индуктивной или емкостной нагрузки). Промышленностью выпускаются электродинамические (типа

Д120) и электромагнитные (типов Э120, Э120/1) фазометры для измерения угла φ и $\cos \varphi$ в трехфазных цепях при равномерной нагрузке фаз и симметричном напряжении. Некоторые из фазометров, например типа Э120/1, работают на частотах 400, 500 Гц.

Измерение частоты переменного тока можно производить при помощи электромеханических приборов — частотомеров. Наиболее простым является электромагнитный резонансный частотомер.

Применяются две конструкции таких частотомеров: с непосредственным и косвенным возбуждением. Для измерения частоты переменного тока обмотка электромагнита 1 прибора с непосредственным возбуждением (рис. 3.59, а) включается в цепь подобно вольтметру. В поле электромагнита располагаются стальные пластинки 2, у которых один конец закреплен неподвижно, а второй может

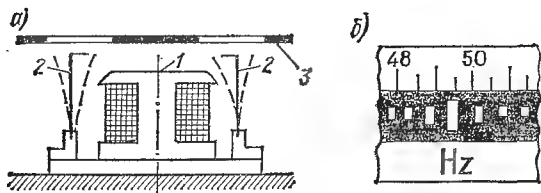


Рис. 3.59. Схематическое устройство (а) и внешний вид шкалы (б) резонансного электромагнитного частотомера

перемещаться. Этот конец обычно загнут и окрашен светлой краской для наблюдения за его колебаниями со стороны шкалы 3. Пластинки подобраны так, что каждая из них обладает различной частотой собственных колебаний. Под действием переменного магнитного поля пластинки дважды за период будут притягиваться к электромагниту, т. е. будут совершать колебательные движения. С наибольшей амплитудой будет колебаться та пластинка, частота собственных колебаний которой равна двойной частоте тока. Со стороны шкалы это будет видно так, как показано на рис. 3.59, б.

Обычно резонансные частотомеры выполняются на небольшие пределы измерения частоты (от 45 до 55 Гц или от 450 до 550 Гц). Погрешность измерений в большинстве случаев составляет $\pm(1,5 \div 2,5)\%$. Недостаток приборов такого типа заключается в том, что они неприменимы на подвижных установках в связи с возможностью возникновения механического резонанса пластинок с внешними вибрациями.

Электромеханический частотомер может быть осуществлен на основе электро- или ферродинамического логометра.

Параметры цепи подвижной катушки B_1 ферродинамического логометра (рис. 3.60, а) подобраны так, чтобы угол сдвига между током I_1 и напряжением U_x измеряемой частоты был равен 90° (рис. 3.60, б). Параметры цепи неподвижной катушки А (R_2, L_2, C_2) и включенной с ней последовательно подвижной катушки B_2 подбираются так, чтобы резонанс напряжений в этой цепи наступал при частоте f_{x_0} , равной среднему значению диапазона измеряемых частот: $f_{x_0} = 1/(2\pi \sqrt{L_2 C_2})$.

Для дальнейшего анализа используем уравнение (3.16), переписав его в виде

$$\alpha = F \left(\frac{I_1 \cos \psi_1}{I_2 \cos \psi_2} \right). \quad (3.60)$$

Здесь ψ_1 и ψ_2 — углы сдвига по фазе между током I в неподвижной катушке и токами I_1 и I_2 — в подвижных.

Из схемы и векторной диаграммы (рис. 3.60) видно, что $I = I_2$, угол $\psi_2 = 0$ ($\cos \psi_2 = 1$), а $\cos \psi_1 = \cos (90^\circ - \varphi_2) = \sin \varphi_2$.

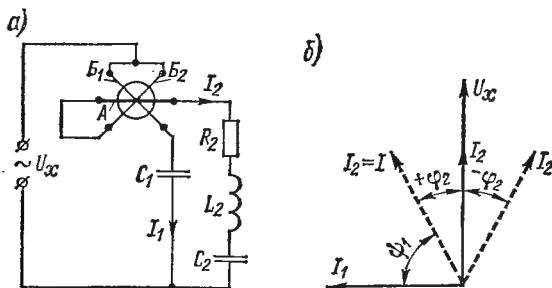


Рис. 3.60. Схема (а) электродинамического частотомера и векторная диаграмма (б)

Если учесть, что $\sin \varphi_2 = X_2/Z_2$ (X_2 и Z_2 — соответственно реактивное и полное сопротивление цепи тока I_2), а отношение токов $I_1/I_2 = Z_2/Z_1$ (Z_1 — полное сопротивление цепи тока I_1), то уравнение (3.60) можно переписать в виде

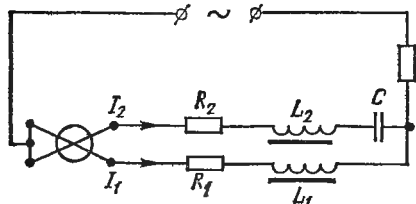


Рис. 3.61. Схема электромагнитного частотомера

$$\alpha = F\left(\frac{I_1}{I_2} \cos \psi_1\right) = F\left(\frac{X_2}{Z_1}\right).$$

Считая $Z_1 = X_1$, получим

$$\alpha = F(X_1/X_2). \quad (3.61)$$

Так как $X_1 = 1/(\omega_x C_1)$, $X_2 = \omega_x L_2 = 1/(\omega_x C_2)$, а $\omega_x = 2\pi f_x$, можно показать, что отклонение стрелки логометра $\alpha = \Phi(f_x)$ и, следовательно, шкала его может быть отградуирована в единицах частоты.

Электродинамический частотомер типа Д506М предназначен для измерения частоты в диапазоне 45—55 Гц с погрешностью $\pm 1,5\%$. Выпускается ряд модификаций частотомеров такого типа для измерения повышенных частот (до 2500 Гц) в узком диапазоне изменения. На основе ферродинамических и электромагнитных логометров выпускаются щитовые частотомеры класса точности 2,5 для измерения частот 45—55 Гц.

Узкопрофильные электромагнитные частотомеры типа Э393 выполняются по схеме рис. 3.61.

При изменении частоты токи I_1 и I_2 будут изменяться неодинаково, так как характер сопротивлений цепей этих токов различен. Так, например, с увеличением частоты ток I_1 будет уменьшаться, а ток I_2 увеличиваться. Таким образом, отношение этих токов, а следовательно, и показания прибора будут зависеть от частоты. Частотомеры этого типа выпускаются на различные диапазоны частот: 45—55 Гц (Э393); 180—220 и 450—550 Гц (Э394), и часто снабжаются устройством для сигнализации и регулирования.

Электронные частотомеры и фазометры. Для измерения частоты и фазы при высоких частотах (звуковые и радиочастоты) используются электронные частотомеры и фазометры. Такие приборы представляют собой сочетание магнитоэлектрического измерительного механизма с преобразователями, осуществляющими преобразование измеряемого параметра (частоты или фазы) в постоянный ток. В качестве преобразователей в схемах указанных приборов могут быть использованы фазо- или частотно-зависимые выпрямители, а также управляемые электронные ключи. Последняя разновидность преобразователей наиболее распространена на практике.

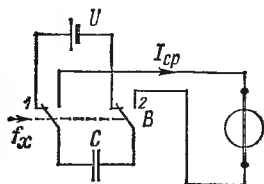


Рис. 3.62. Схема, поясняющая принцип действия конденсаторного частотомера

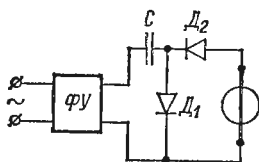


Рис. 3.63. Упрощенная функциональная схема конденсаторного частотомера

Рассмотрим работу электронного частотомера на примере прибора конденсаторного типа, принцип действия которого поясняется схемой рис. 3.62. В положении 1 переключателя B конденсатор C заряжается до напряжения U источника, приобретая заряд $Q = CU$. В положении 2 переключателя конденсатор разряжается через магнитоэлектрический измерительный механизм. Если положение переключателя менять с частотой, равной измеряемой частоте f_x , то среднее значение тока в измерительном механизме будет $I_{cp} \approx Qf_x = CUf_x$.

Очевидно, что градуировка частотомера может быть произведена только при условии постоянства значений величин C и U . Постоянная времени цепей заряда и разряда конденсатора должна быть подобрана так, чтобы при самой высокой из измеряемых частот конденсатор успевал бы практически полностью зарядиться и разрядиться.

В реальных схемах электронных частотомеров функции переключателя B выполняют ламповые или транзисторные ключи, управляемые напряжением измеряемой частоты f_x .

В электронном частотомере (рис. 3.63) с помощью формирующего устройства $\Phi У$ входное напряжение неизвестной частоты f_x преобразуется в прямоугольные импульсы постоянной амплитуды, следующие с такой же частотой. Пока импульс существует, конденсатор заряжается через диод $D1$, а в промежутке между импульсами разряжается через диод $D2$ и измерительный механизм. Отклонение указателя измерительного механизма ($\alpha = S I_{cp}$) будет пропорцио-

нально измеряемой частоте f_x и шкала прибора может быть градуирована в единицах измеряемой частоты.

Важнейшим достоинством этих приборов является возможность их использования для непосредственной оценки частоты в широком диапазоне (от промышленной до частот примерно 100—500 кГц).

Структурная схема рис. 3.63 положена в основу электронных частотомеров типа Ф433/3, которые имеют 9 пределов измерения в диапазоне частот от 0,1 до 1000 кГц. Класс точности — 1,5 на всех поддиапазонах, кроме 500 и 1000 кГц, где класс точности соответственно 2,5 и 6,0.

Измерение сдвига фаз φ_x между синусоидальными напряжениями одинаковой частоты наиболее часто производится методом преобразования величины φ_x во временной интервал, а временного интервала в постоянный ток, поступающий в магнитоэлектрический измерительный механизм.

Сравниваемые по фазе напряжения U_1 и U_2 (рис. 3.64, б) сначала преобразуются в периодическую последовательность коротких импульсов U_3 и U_4 , интервал времени τ между импульсами связан с φ_x отношением

$$\varphi_x = \frac{\tau}{T} 360^\circ,$$

где T — период изменения напряжений U_1 и U_2 .

Схема измерения (рис. 3.64, а) содержит два формирователя импульсов $\Phi И_1$, формирующих короткие импульсы в момент перехода напряжений U_1 и U_2 через нуль из отрица-

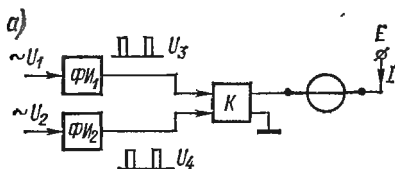
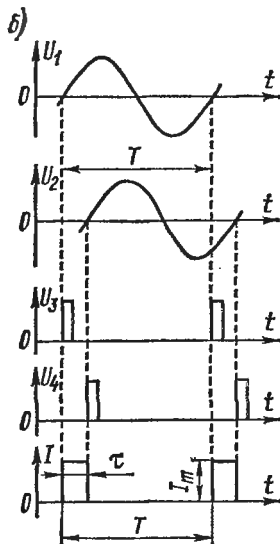


Рис. 3.64. Упрощенная схема (а) и диаграмма (б), поясняющая работу фазометра

тельных значений в положительные (см. гл. 6). Сформированные импульсы управляют электронным ключом K , который замыкается при поступлении импульса от $\Phi И_1$ и размыкается при поступлении импульса от $\Phi И_2$. В течение времени τ , пока ключ K замкнут, через измерительный механизм протекает ток I .

Среднее за период значение тока в цепи измерительного механизма

$$I_{cp} = I_m \frac{\tau}{T} = I_m \frac{\varphi_x}{360},$$

следовательно,

$$\alpha = S_I I_m \frac{\varphi_x}{360}. \quad (3.62)$$

При $S_I = \text{const}$ и $I_m = \text{const}$ шкала прибора градуируется в единицах угла сдвига фаз.

Электронные фазометры такого принципа действия применяются для измерения угла сдвига фаз от 0 до 180° (360°) и имеют класс точности $1-1,5$ в диапазоне частот от 20 Гц до 200 кГц.

Измерение сдвига фаз и частоты также производится цифровыми фазометрами и частотомерами (см. гл. 6).

Включение электроизмерительных приборов через измерительные трансформаторы тока и напряжения (рис. 3.65). В ваттметрах, счетчиках, фазометрах и некоторых других приборах отклонение подвижной части (в счетчиках — направление вращения диска) зависит от направления токов в их цепях. Поэтому включение их через измерительные трансформаторы тока и напряжения необходимо производить так, чтобы токи в цепях приборов имели такое же направление, как и при включении приборов без трансформаторов. Для правильного включения приборов зажимы обмоток измерительных трансформаторов помечаются особыми знаками. Зажимы первичной обмотки трансформатора тока помечаются знаками L_1 и L_2 (линия) и соответствующие им зажимы вторичной обмотки I_1 и I_2 (измерительный прибор). Зажимы первичной обмотки однофазного трансформатора напряжения обозначаются A и X , а вторичной обмотки — a и x .

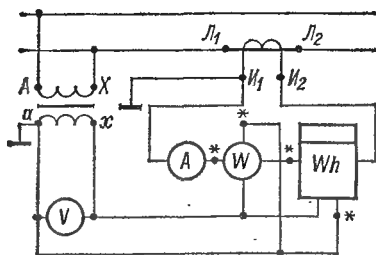


Рис. 3.65. Схема включения электроизмерительных приборов через измерительные трансформаторы тока и напряжения

При включении через измерительные трансформаторы ваттметров и других приборов, на показания которых влияют фазовые сдвиги между токами и напряжениями, угловые погрешности трансформаторов влияют на показания приборов.

При включении приборов с измерительными трансформаторами необходимо всегда помнить следующее:

1. Генераторные зажимы ваттметров и других приборов должны быть присоединены к зажиму a трансформатора напряжения (параллельные цепи) и к зажиму I_1 трансформатора тока (токовые цепи), а при последовательном соединении токовых цепей приборов — так, как показано на рис. 3.65.

2. Вторичная цепь трансформаторов тока при наличии первичного тока не должна размыкаться. Вторичная обмотка трансформатора напряжения не должна подвергаться короткому замыканию (см. § 3.3).

3. В целях безопасности обслуживающего персонала и защиты приборов вторичные цепи измерительных трансформаторов должны обязательно заземляться, как это показано на рис. 3.65. Заземление вторичных цепей трансформаторов исключает возможность появления высокого напряжения в цепях приборов относительно земли при порче (пробое) изоляции между обмотками трансформатора.

3.8. Измерение параметров электрических цепей

Измерение параметров электрических цепей — сопротивлений, емкостей, индуктивностей, взаимных индуктивностей — может быть выполнено различными методами и приборами. Выбор того или иного из них определяется конкретными условиями задачи — ожидаемым значением измеряемой величины, требуемой точностью, имеющейся в распоряжении экспериментатора аппаратурой и т. п.

Для точных измерений (с погрешностью менее 1—1,5%) используют мосты, потенциометры (гл. 5) и цифровые приборы (гл. 6); для более грубых измерений применяют электромеханические приборы.

При этом используют или приборы, градуированные в единицах измеряемой величины (омметры, фарадметры), или несколько приборов, по показаниям которых можно подсчитать измеряемую величину (косвенный вид измерений).

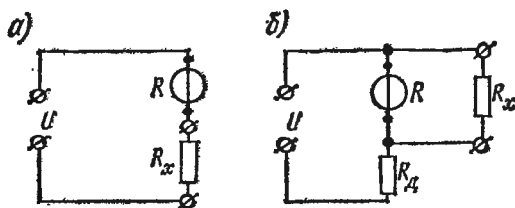


Рис. 3.66. Последовательная (а) и параллельная (б) схемы омметров

Омметры. Если в схемах, представленных на рис. 3.66, использовать магнитоэлектрический измерительный механизм, то при соблюдении условия $U = \text{const}$ показания будут определяться значением измеряемого сопротивления R_x . Следовательно, шкала может быть отградуирована в единицах сопротивления.

Для последовательной схемы включения R_x (рис. 3.66, а)

$$\alpha = SU \frac{1}{R + R_x}, \quad (3.63)$$

а для параллельной схемы включения R_x (рис. 3.66, б)

$$\alpha = SU \frac{R_x}{RR_x + R_d(R + R_x)}, \quad (3.64)$$

где $S = \frac{Bsw}{W}$ — чувствительность магнитоэлектрического измерительного механизма.

Так как все значения величин в правой части уравнений (3.63) и (3.64), кроме R_x , постоянны, то угол отклонения определяется значением R_x . Такой прибор называется омметром. Из выражений (3.63) и (3.64) следует, что шкалы омметров при обеих схемах включения неравномерны. В последовательной схеме включения в отличие от параллельной, нуль шкалы совмещен с максимальным углом поворота подвижной части. Омметры с последовательной схемой соединения более пригодны для измерения больших сопротивлений, а с параллельной схемой — малых. Обычно омметры выполняют в виде переносных приборов классов точности 1,5 и 2,5. В качестве источника питания применяют сухую батарею.

С течением времени напряжение батареи падает, т. е. условие $U = \text{const}$ не выполняется. Вместо этого, трудно выполнимого на практике условия, поддерживается постоянное значение произведения $BU = \text{const}$, а следовательно, и $SU = \text{const}$. Для этого в магнитную систему прибора встраивается магнитный шунт в виде ферромагнитной пластинки переменного сечения, шунтирующей рабочий воздушный зазор. Пластинку можно перемещать с помощью ручки, выведенной на переднюю панель. При перемещении шунта меняется магнитная индукция B .

Для регулировки омметра с последовательной схемой включения перед измерением замыкают накоротко его зажимы с надписью « R_x », и в том случае, если стрелка не устанавливается на отметке «0», перемещают ее до этой отметки с помощью шунта. Регулировка омметра с параллельной схемой включения производится при отключенном резисторе R_x . Вращением рукоятки шунта указатель устанавливают на отметку шкалы, соответствующую значению $R_x = \infty$.

Необходимость установки нуля является крупным недостатком рассмотренных омметров. Этого недостатка нет у омметров с магнитоэлектрическим логометром.

Схема включения логометра в омметре представлена на рис. 3.67. В этой схеме 1 и 2 — рамки логометра, обладающие сопротивлениями R_1 и R_2 ; R_n и R_d — добавочные резисторы, постоянно включенные в схему. Так как

$$I_1 = U/(R_1 + R_n); \quad I_2 = U/(R_2 + R_d + R_x),$$

то на основании формулы (3.9)

$$\alpha = F\left(\frac{R_2 + R_d + R_x}{R_1 + R_n}\right), \quad (3.65)$$

т. е. угол отклонения определяется значением R_x и не зависит от напряжения U .

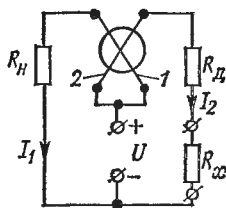


Рис. 3.67. Схема включения логометра в омметре

Конструктивно омметры с логометром выполняют весьма разнообразно в зависимости от требуемого предела измерения, назначения (щитовой или переносный прибор) и т. п.

Измерение сопротивлений способом вольтметра и амперметра (рис. 3.68, а и б). Эти способы могут быть применены для измерения различных по значению сопротивлений. Достоинство этих схем заключается в том, что по резистору с измеряемым сопротивлением можно пропускать такой же ток, как и в условиях его работы, что очень важно при измерениях сопротивлений, значения которых зависят от тока.

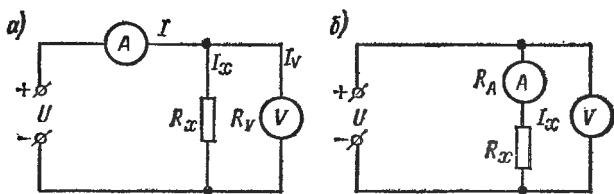


Рис. 3.68. Измерение сопротивлений вольтметром и амперметром

Измерение сопротивления амперметром и вольтметром основано на использовании закона Ома. Однако если собрать схемы, показанные на рис. 3.68, и установить в цепи измеряемого сопротивления требуемый условиями его работы ток, то, отсчитав одновременно показания вольтметра V и амперметра A , а затем разделив первое на второе, получим лишь приближенное значение измеряемого сопротивления

$$R'_x \approx U/I. \quad (3.66)$$

Действительное значение сопротивления R_x определится следующими выражениями:

для схемы рис. 3.68, а

$$R_x = \frac{U}{I_x} = \frac{U}{I - I_V} = \frac{U}{I - U/R_V}; \quad (3.67)$$

для схемы рис. 3.68, б

$$R_x = \frac{U - I_x R_A}{I_x}. \quad (3.68)$$

Как видно из выражений (3.67) и (3.68), при подсчете искомого сопротивления по приближенной формуле (3.66) возникает погрешность. При измерении по схеме рис. 3.68, а погрешность получается за счет того, что амперметр учитывает не только ток I_x , проходящий через резистор с измеряемым сопротивлением R_x , но и ток I_V , ответвляющийся в вольтметр.

При измерении по схеме рис. 3.68, б погрешность появляется из-за того, что вольтметр кроме напряжения на резисторе с изме-

прямым сопротивлением учитывает также значение падения напряжения на амперметре.

Поскольку в практике измерений этим способом подсчет сопротивлений часто производится по приближенной формуле (3.66), то необходимо знать, какую схему следует выбрать для того, чтобы погрешность была минимальна.

Для схемы рис. 3.68, а относительная погрешность (в процентах)

$$\beta = \frac{R'_x - R_x}{R_x} = - \frac{R_x}{R_x + R_V} 100 \quad (3.69)$$

и для схемы рис. 3.68, б

$$\beta = \frac{R'_x - R_x}{R_x} = \frac{R_A}{R_x} 100. \quad (3.70)$$

Как видно из выражений (3.69) и (3.70), пользоваться схемой рис. 3.68, а следует в тех случаях, когда сопротивление R_V вольтметра велико по сравнению с измеряемым сопротивлением R_x , а схемой рис. 3.68, б — когда сопротивление амперметра R_A мало по сравнению с измеряемым сопротивлением. Обычно схему рис. 3.68, а целесообразнее применять для измерения малых сопротивлений, а схему рис. 3.68, б — больших.

Измерение весьма больших сопротивлений. К весьма большим сопротивлениям относятся сопротивления электроизоляционных материалов — эбонита, фторопласта, полистирола, текстолита и других, применяемых для изоляции токоведущих частей всевозможной электрической аппаратуры, электрических машин, кабелей и т. п.

Большинство технических условий и стандартов на различные электроизоляционные материалы предъявляют определенные требования к допустимым для каждого данного материала значениям удельного объемного и поверхностного сопротивлений. Значения этих величин могут быть измерены различными методами. Распространены

способы измерений весьма больших сопротивлений при помощи обыкновенного и баллистического гальванометров. Если в схеме рис. 3.68, б вместо амперметра включить гальванометр, постоянная которого известна, то искомое сопротивление может быть вычислено по закону Ома.

Соединение приборов при измерении объемного сопротивления показано на рис. 3.69. Измеряемый образец помещается между двумя металлическими электродами А и Б. Электрод А находится внутри

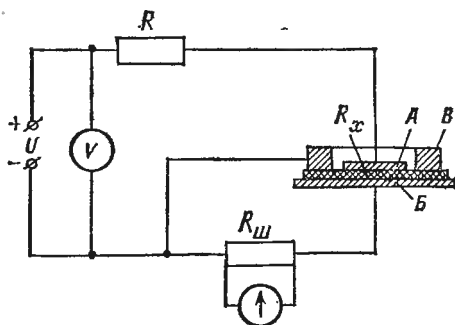


Рис. 3.69. Схема соединения приборов для измерения объемного сопротивления

так называемого охранного кольца B . Поверхностные токи на измеряемом образце отводятся охранным кольцом непосредственно к источнику питания, минуя гальванометр. Через гальванометр (вместе с шунтом), как видно из схемы рис. 3.69, протекает тот же ток, что и в образце с измеряемым сопротивлением, и, следовательно, подсчитанное сопротивление является объемным. Так как значение измеряемого сопротивления может быть весьма различным, в схеме предусмотрен шунт $R_{ш}$ к гальванометру с надлежащим коэффициентом шунтирования.

В схеме рис. 3.69 предусмотрен защитный резистор сопротивлением R , обычно равным 1 МОм. Так как эта схема предназначена для измерения очень больших объемных сопротивлений, достигающих 10^{13} — 10^{14} Ом·см, погрешность от падения напряжения на защитном резисторе R практического значения не имеет.

Схема соединения приборов для измерения поверхностного сопротивления приведена на рис. 3.70. Как видно из схемы, через гальванометр проходит тот же ток, что и по поверхности измеряемого образца. Объемный ток от электрода B отводится к отрицательному полюсу источника питания. Следовательно, измеренное сопротивление является поверхностным.

Схема измерения весьма больших сопротивлений при

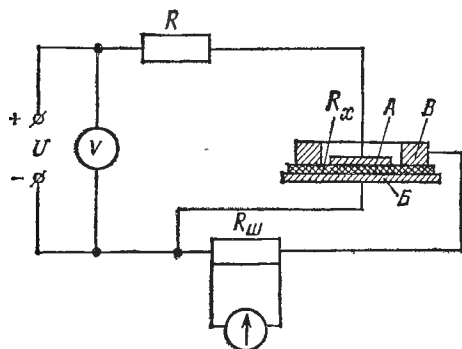


Рис. 3.70. Схема соединения приборов для измерения поверхностного сопротивления

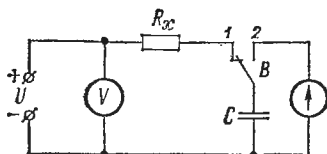


Рис. 3.71. Схема измерения весьма больших сопротивлений при помощи баллистического гальванометра

помощи баллистического гальванометра приведена на рис. 3.71. Резистор с измеряемым сопротивлением R_x включают последовательно с конденсатором C , количество электричества на обкладках которого измеряется баллистическим гальванометром. В некоторый момент времени, начиная с которого должно отсчитываться время по секундомеру, переключатель B устанавливают в положение 1 и по истечении времени t напряжение на обкладках конденсатора достигает значения U_C . Полученное конденсатором за время t количество электричества

$$Q = UC(1 - e^{-t/(R_x C)}).$$

Разлагая $e^{-t/(R_x C)}$ в ряд и ограничиваясь двумя членами ряда, получим

$$R_x = Ut/Q. \quad (3.71)$$

Количество электричества Q , входящее в выражение (3.71), измеряют баллистическим гальванометром, для чего переключатель B (рис. 3.71) должен быть поставлен в положение 2. Для баллистического гальванометра $Q = C_6 \alpha_{1m}$, где C_6 — баллистическая постоянная, а α_{1m} — первое максимальное отклонение указателя гальванометра.

Подставив значение Q в формулу (3.71), получим

$$R_x = \frac{Ut}{C_6 \alpha_{1m}}. \quad (3.72)$$

Баллистическим гальванометром удастся измерять сопротивления более высокие, чем при помощи обыкновенного гальванометра.

Кроме рассмотренных выше приборов и методов, для измерения сопротивлений используют и другие способы и устройства. Широкое применение имеют электронные омметры. Чаще всего их выпускают для измерения очень больших сопротивлений (тера- или гигаомметры) или очень малых (миллиомметры).

В качестве примера, иллюстрирующего принцип работы подобных приборов, на рис. 3.72 приведена функциональная схема электронного тераомметра. В этой схеме: $ИН$ — стабилизированный источник напряжения; $У$ — усилитель; mV — магнитоэлектрический милливольтметр. Работа схемы состоит в следующем. Падение напряжения на известном резисторе сопротивлением R_0 подается на вход усилителя с коэффициентом усиления k с глубокой отрицательной обратной связью, выходное напряжение которого измеряется милливольтметром mV . Использование последовательной отрицательной обратной связи сводит к минимуму шунтирующее действие входного сопротивления усилителя. Можно показать, что зависимость угла отклонения α указателя от напряжения U_0 и параметров измерительного устройства имеет вид

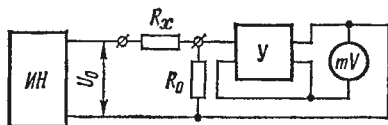


Рис. 3.72. Функциональная схема электронного тераомметра

$$\alpha = \frac{k}{1+k} U_0 R_0 S \frac{1}{R_x + R_0} = F(R_x),$$

где S — чувствительность милливольтметра mV ; U_0 — постоянное напряжение.

Фарадметр. Фарадметр представляет собой логометр переменного тока, обычно электродинамический (рис. 3.73). Неподвижные катушки A , соединенные последовательно с конденсатором постоянной емкости C , подключаются к напряжению питания U сети пере-

менного тока. В цепи подвижных катушек 1 и 2 включены соответственно конденсатор C_x , емкость которого измеряется, и конденсатор постоянной емкости C_0 . Сопротивления катушек делаются настолько малыми по сравнению с сопротивлениями конденсаторов, чтобы ими можно было пренебречь, и считать, что $I_1 = U\omega C_x$; $I_2 = U\omega C_0$. Отклонение подвижной части логометра определяется отношением токов в обмотках подвижных катушек, т. е.

$$\alpha = F(I_1/I_2) = F(C_x/C_0),$$

т. е. каждому значению емкости C_x соответствует определенное положение подвижной части прибора, вследствие чего шкалу можно градуировать в единицах емкости. От напряжения питания показания фарадметра не зависят.

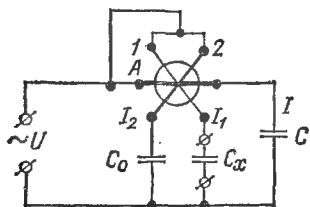


Рис. 3.73. Схема электродинамического фарадметра

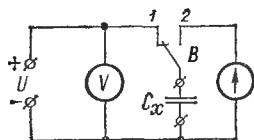


Рис. 3.74. Схема измерения емкости конденсатора с помощью баллистического гальванометра

Измерение емкости с помощью баллистического гальванометра. Этот метод основан на измерении баллистическим гальванометром количества электричества Q , накопленного конденсатором C_x , заряженным до напряжения U . Схема измерения емкости этим методом приведена на рис. 3.74. Поставив переключатель B в положение 1, заряжают конденсатор до напряжения U , измеряемого вольтметром V . Затем, переводя B в положение 2, разряжают конденсатор через баллистический гальванометр, отсчитывая первое максимальное отклонение α_{1m} указателя гальванометра.

Искомая емкость

$$C_x = Q/U = C_6 \alpha_{1m}/U, \quad (3.73)$$

где C_6 — баллистическая постоянная гальванометра.

3.9. Анализ кривых переменного тока

Наличие различных нелинейных элементов в электрических цепях приводит к искажениям формы кривой тока и напряжения, т. е. делает их форму отличной от синусоидальной. Примерами элементов или устройств, искажающих форму синусоидального сигнала, могут быть резисторы с нелинейным сопротивлением, конден-

саторы и катушки индуктивности (например, катушка со стальным сердечником). Сигналы искаженной формы находят практическое применение, например, в связи. На практике обычно все кривые токов и напряжений бывают в большей или меньшей степени отличны от синусоидальных. Периодическая несинусоидальная кривая может быть разложена в тригонометрический ряд Фурье и затем могут быть вычислены амплитуды и фазы гармоник. Для этого производится запись кривых тока и напряжения на фото пленке или бумаге осциллографом. Однако можно решить эту задачу, применяя специальные приборы — анализаторы гармоник. Существуют также приборы для измерения коэффициента гармоник, аналитически выражаемого формулой

$$k_r = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{U_1}, \quad (3.74)$$

где $U_1, U_2, \dots, U_n$ — действующие значения напряжений всех гармоник.

Анализ гармоник может производиться двумя способами: первый способ анализа называется последовательным, поскольку гармоники определяются поочередно; второй способ — параллельным (или одновременным), так как гармоники определяются одновременно. На рис. 3.75

приведены структурные схемы анализаторов гармоник, основанных на последовательном способе анализа. Исследуемое напряжение U_x (рис. 3.75, а) после усилителя Y — поступает на фильтр Φ , который последовательно настраивается на частоту первой, второй, третьей и т. д. гармоник. По шкале настройки фильтра определяются частоты гармоник, а по показаниям электронного вольтметра V — их действующие значения. В схеме анализатора (рис. 3.75, б) применен генератор Γ , называемый гетеродином, с регулируемой частотой. Фильтр Φ имеет определенную для данного типа анализатора узкую полосу пропускания. Анализируемое напряжение U_x поступает на смеситель C , на который подается сигнал от гетеродина Γ . На выходе смесителя C образуется сигнал, имеющий частоту, равную разности частот неизвестного сигнала U_x и сигнала гетеродина. Сигнал с выхода смесителя поступает на фильтр Φ . Гетеродин настраивается так, чтобы его частота отличалась от частоты измеряемой гармоники на значение, соответствующее частоте пропускания фильтра. Напряжение на выходе фильтра измеряется электронным вольтметром V . Частота гармоники определяется по частоте гетеродина. Так как частота настройки фильтра постоянная, в качестве фильтрующих элементов используют кварцевые резонаторы, отличающиеся очень высокой добротностью. Их

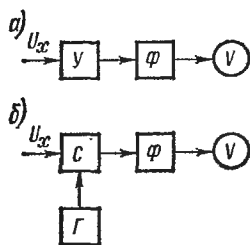


Рис. 3.75. Структурные схемы анализаторов гармоник последовательного действия с перестраиваемым фильтром (а) и с гетеродином (б)

полоса пропускания примерно 10 Гц. Анализаторы гармоник с гетеродином отличаются от анализаторов гармоник с перестраиваемым фильтром большей чувствительностью (могут измерять меньшие напряжения гармоник) и большей точностью. Анализаторы гармоник последовательного действия получили наибольшее распространение, так как их устройство проще, по сравнению с анализаторами одновременного действия. Анализаторы последовательного действия применимы лишь для исследования периодических процессов — ими нельзя анализировать одиночные импульсы.

Схему рис. 3.75, а имеет, например, анализатор гармоник типа С4-7, имеющий диапазон частот 20 Гц — 20 кГц, пределы измерения по напряжению 10 мВ — 3 В, основную погрешность измерения напряжения $\pm 5\%$, погрешность измерения частоты $\pm 3\%$. Анализатором, построенным по схеме рис. 3.75, б, является прибор типа С5-1, имеющий диапазон частот 100 Гц — 20 кГц, пределы измеряемых напряжений 100 мкВ — 100 В, основную погрешность измерения частоты до 2000 Гц не более $\pm(2\% + 20 \text{ Гц})$, свыше 2000 Гц — $\pm 3\%$.

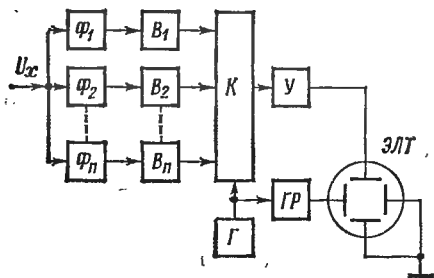


Рис. 3.76. Структурная схема анализатора спектра

..., B_n , коммутатор (переключатель) K , усилитель $У$ поступают на пластины вертикального отклонения электроннолучевой трубки ЭЛТ (§ 4.4). На пластины горизонтального отклонения ЭЛТ подается напряжение с генератора развертки $ГР$, работа которого синхронизирована с работой коммутатора и управляется тактовым генератором $Г$. В результате на экране электроннолучевой трубки за период развертки возникают импульсы, расстояние между которыми пропорционально частотному интервалу между гармониками, а амплитуда пропорциональна спектральной плотности $A(\omega)$ сигнала на соответствующей частоте, т. е. таким образом воспроизводится спектр исследуемого сигнала.

Измерители нелинейных искажений состоят из избирательной системы, подавляющей основную гармонику и пропускающей без ослабления все остальные гармоники, и электронного вольтметра действующего значения. Электронным вольтметром путем переключения измеряется напряжение на входе и выходе избирательной системы. Отношение этих напряжений

$$k = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{\sqrt{U_1^2 + U_2^2 + \dots + U_n^2}}. \quad (3.75)$$

Коэффициент гармоник k_r , как было указано выше, определяется формулой (3.74). Коэффициенты k и k_r связаны соотношением

$$k_r = \frac{k}{\sqrt{1 - k^2}}.$$

При малых искажениях ($k_r < 0,1$) $k_r \approx k$.

Приборостроительная промышленность выпускает несколько типов измерителей нелинейных искажений. Например, прибор типа СБ-1А имеет диапазон частот 20 Гц—20 кГц, пределы измерения коэффициента гармоник 0,1—100%, основную погрешность $\pm 5\%$, пределы для U_x 0,1—100 В.

3.10. Переходные процессы в электромеханических приборах

Общие замечания. Для понимания свойств электромеханических приборов рассмотрим уравнение движения подвижной части этих приборов. Из теоретической механики известно, что при вращении твердого тела вокруг оси произведение момента инерции тела на угловое ускорение равно сумме моментов сил, действующих на тело, относительно той же оси, т. е.

$$J \frac{d^2\alpha}{dt^2} = \sum_{i=1}^n M_i. \quad (3.76)$$

На подвижную часть измерительного механизма при ее движении действуют следующие моменты:

а. Вращающий момент, определяемый принципом действия измерительного механизма (§ 3.2); в общем виде вращающий момент является функцией измеряемой величины x и угла поворота подвижной части, т. е.

$$M = F(x, \alpha).$$

б. Противодействующий момент, обусловливаемый закручиванием упругих элементов подвижной части,

$$M_\alpha = -W\alpha.$$

Знак «минус» означает, что противодействующий момент направлен в сторону, противоположную вращающему.

в. Момент сил, тормозящих (успокаивающих) колебания подвижной части, который можно выразить в таком виде:

$$M_P = -P \frac{d\alpha}{dt},$$

где P — коэффициент успокоения.

г. Момент трения M_f в кривошипных опорах, если таковые имеются.

Подставляя значения моментов в формулу (3.76), получим

$$J \frac{d^2\alpha}{dt^2} + P \frac{d\alpha}{dt} + W\alpha \pm M_f - F(x, \alpha) = 0. \quad (3.77)$$

Полученное нелинейное дифференциальное уравнение второго порядка может быть решено точно или приближенно для конкретных измерительных механизмов.

В качестве примера рассмотрим теорию движения подвижной части магнитоэлектрического гальванометра.

Теория движения подвижной части магнитоэлектрического гальванометра. Как было показано в § 3.2, вращающий момент магнитоэлектрического измерительного механизма выражается формулой

$$M = BswI.$$

В магнитоэлектрических гальванометрах используется магнитоиндукционное успокоение. Коэффициент успокоения P можно представить в виде суммы двух слагаемых $P = P_1 + P_2$, где P_1 — коэффициент успокоения рамки вследствие ее трения о воздух; P_2 — коэффициент магнитоиндукционного успокоения.

Коэффициент P_1 не поддается изменению или регулировке в уже изготовленном приборе; в первом приближении момент успокоения вследствие трения рамки о воздух пропорционален угловой скорости движения рамки, т. е.

$$M_{P_1} = -P_1 \frac{d\alpha}{dt}.$$

Значение коэффициента P_2 может быть определено путем следующих рассуждений. При повороте рамки от начального положения на угол α поток Φ , пронизывающий ее контур, изменится и, следовательно, в обмотке рамки возникнет э. д. с.

$$e = -w \frac{d\Phi}{dt} = wBs \frac{d\alpha}{dt},$$

поскольку при радиальном магнитном поле в зазоре, в котором поворачивается рамка, $\Phi = Bs\alpha$.

Э. д. с. e в обмотке рамки гальванометра, если рамка замкнута на некоторое внешнее сопротивление, создает ток

$$i = \frac{e}{R_r + R_{вн}} = - \frac{wBs}{R_r + R_{вн}} \frac{d\alpha}{dt},$$

где R_r и $R_{вн}$ — сопротивления обмотки рамки и той внешней цепи, на которую она замкнута.

В результате взаимодействия этого тока с магнитным потоком постоянного магнита возникает тормозящий движение рамки момент

$$M_{P_2} = wBs i = - \frac{w^2 B^2 s^2}{R_r + R_{вн}} \frac{d\alpha}{dt} = -P_2 \frac{d\alpha}{dt}.$$

Таким образом, суммарный тормозящий момент выразится следующим уравнением:

$$M_P = M_{P_1} + M_{P_2} = -(P_1 + P_2) \frac{d\alpha}{dt} = -P \frac{d\alpha}{dt}.$$

Необходимо отметить, что решающее влияние на значение суммарного коэффициента успокоения $P = P_1 + P_2$ оказывает коэффициент магнитоиндукционного успокоения P_2 .

Полагая момент трения $M_f = 0$ (вследствие крепления рамки гальванометра на подвесе) и подставляя значения моментов M , M_P и противодействующего M_α в уравнение (3.76), получим

$$J \frac{d^2\alpha}{dt^2} + P \frac{d\alpha}{dt} + W\alpha = BswI. \quad (3.78)$$

Уравнение движения (3.78) есть линейное дифференциальное уравнение второго порядка с постоянными коэффициентами и правой частью, которое можно сделать более удобным для анализа путем введения безразмерных координат и коэффициентов:

$$y = \frac{\alpha}{\alpha_c}, \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{W}{J}}; \quad \beta = \frac{P}{2\sqrt{JW}}; \quad \tau = \omega_0 t, \quad (3.79)$$

где $\alpha_c = \frac{Bsw}{W} I$ — установившееся отклонение подвижной части; ω_0 — частота собственных колебаний; β — степень успокоения.

После введения указанных координат и коэффициентов уравнение (3.78) принимает вид:

$$\frac{d^2 y}{d\tau^2} + 2\beta \frac{dy}{d\tau} + y = 1. \quad (3.80)$$

Характеристическое уравнение для решения (3.80) будет

$$x^2 + 2\beta x + 1 = 0,$$

а его корни

$$x_1 = -\beta + \sqrt{\beta^2 - 1}; \quad x_2 = -\beta - \sqrt{\beta^2 - 1}.$$

Далее [см. уравнение (3.84)] будет показано, что ω_0 есть угловая частота свободных, или незатухающих, колебаний подвижной части гальванометра.

В зависимости от значения β корни уравнения могут принимать различные значения, чем и будет определяться вид решения исходного уравнения, а следовательно, и характер движения подвижной части гальванометра.

Необходимо различать три характерных случая:

$\beta < 1$ — корни мнимые и разные — движение подвижной части гальванометра имеет колебательный характер;

$\beta > 1$ — оба корня вещественные и разные — движение подвижной части носит аperiодический характер;

$\beta = 1$ — оба корня вещественные и равные, что соответствует граничному случаю аperiодического движения подвижной части, представляющему для практики особый интерес.

Колебательное движение. Если $\beta < 1$, т. е. корни мнимые и разные, то при следующих начальных условиях:

$$\tau = 0; \quad y = 0; \quad \frac{dy}{d\tau} = 0, \quad (3.81)$$

решение получается в следующем виде:

$$y_{(\beta < 1)} = 1 - \frac{e^{-\beta\tau}}{\sqrt{1-\beta^2}} \sin \left(\tau \sqrt{1-\beta^2} + \arctg \frac{\sqrt{1-\beta^2}}{\beta} \right). \quad (3.82)$$

Из уравнения (3.82) можно сделать следующие выводы.

1. Наличие во втором слагаемом в правой части этого уравнения члена с экспоненциальным множителем $e^{-\beta\tau}$ показывает, что это слагаемое с течением времени стремится к нулю, а угол отклонения подвижной части — к установившемуся отклонению ($\alpha = \alpha_c$).

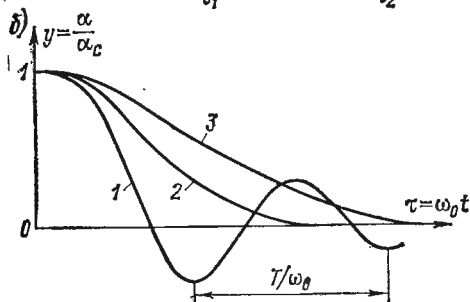
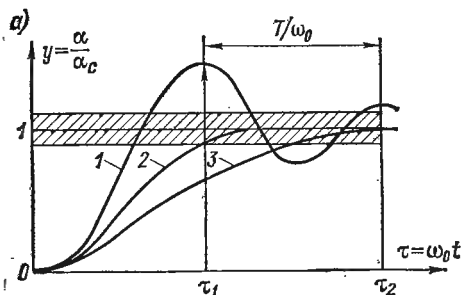


Рис. 3.77. Характер движения рамки гальванометра после включения источника тока (а) и после отключения (б)

1 — $\beta < 1$; 2 — $\beta = 1$; 3 — $\beta > 1$

части может быть определен на основании следующих рассуждений.

Функция $y = f(\tau)$ достигает наибольших и наименьших значений при

$$\tau = \frac{k\pi}{\sqrt{1-\beta^2}},$$

где k — целое число: 0, 1, 2, 3 и т. д.

Максимальные значения функции будут при нечетных значениях k .

Следовательно, период колебаний

$$\tau_2 - \tau_1 = \frac{2\pi}{\sqrt{1-\beta^2}}.$$

Теоретически это будет достигнуто через бесконечно большой промежуток времени. Принято считать отклонение подвижной части гальванометра установившимся, когда она достигает этого отклонения с некоторой погрешностью δ . Обычно эта погрешность принимается равной $\pm (0,1-1,0)\%$.

2. Наличие в том же члене уравнения тригонометрической функции указывает, что подвижная часть до достижения ею установившегося отклонения совершает колебательное движение (кривая 1 на рис. 3.77, а и б).

3. Период колебательного движения подвижной ча-

Период колебаний в секундах составляет

$$T = \frac{2\pi}{\omega_0 \sqrt{1 - \beta^2}}. \quad (3.83)$$

Если $\beta = 0$, то колебания подвижной части будут незатухающими, или свободными. Выражение (3.83) превращается в уравнение

$$T_0 = \frac{2\pi}{\omega_0}. \quad (3.84)$$

Апериодическое движение. При значениях $\beta > 1$ корни характеристического уравнения вещественные и разные. Решение уравнения (3.80) для этого случая имеет вид:

$$y_{(\beta > 1)} = 1 - \frac{e^{-\beta\tau}}{\sqrt{\beta^2 - 1}} \operatorname{sh} \left(\tau \sqrt{\beta^2 - 1} + \operatorname{arth} \frac{\sqrt{\beta^2 - 1}}{\beta} \right).$$

На рис. 3.77, а и б кривая 3 показывает характер движения подвижной части гальванометра при апериодическом режиме. В этом случае подвижная часть гальванометра приближается к установившемуся отклонению, не переходя его.

Движение при критическом успокоении. Если подобрать внешнее сопротивление, на которое замкнута рамка гальванометра, таким, чтобы степень успокоения $\beta = 1$, то корни характеристического уравнения будут вещественные и равные $x_1 = x_2 = -1$. В этом случае при тех же начальных условиях, решением уравнения (3.80) будет

$$y_{(\beta = 1)} = 1 - e^{-\tau} (1 + \tau).$$

Рассмотренному случаю соответствует кривая 2 (рис. 3.77, а и б). Из анализа полученных выражений и сопоставления кривых 2 и 3 видно, что при $\beta = 1$ подвижная часть двигается апериодически и при этом наиболее ускоренно.

Этот пограничный случай апериодического движения принято называть движением при критическом успокоении.

Суммарный коэффициент успокоения, отвечающий критическому успокоению гальванометра, называется коэффициентом критического успокоения $P_{кр}$. Его значение может быть определено из выражения

$$\frac{P_{кр}}{2\sqrt{JW}} = 1; \quad P_{кр} = 2\sqrt{JW} = P_1 + \frac{B^2 s^2 \omega^2}{R_r + R_{вн. кр}}.$$

Сопротивление $R_{вн. кр}$ внешней цепи гальванометра называется внешним критическим сопротивлением гальванометра, которое определяется как наибольшее возможное сопротивление его внешней цепи, при котором подвижная часть гальванометра двигается апериодически, но наиболее ускоренно.

Сопротивление $R_{кр} = R_r + R_{вн. кр}$ называется полным критическим сопротивлением гальванометра. У некоторых гальваномет-

ров магнитная система имеет шунт, при помощи которого можно изменять индукцию B в зазоре и, следовательно, критическое сопротивление гальванометра.

Теория движения подвижной части гальванометра позволяет определить режим его работы, при котором время установления показаний будет минимальным. Оптимальный режим работы близок к критическому успокоению.

Временем успокоения подвижной части гальванометра называется промежуток времени, в течение которого подвижная часть достигает установившегося отклонения с некоторой заданной погрешностью. Допустим, что заданная погрешность определяется заштрихованной полосой (рис. 3.77, а). Из этого рисунка следует, что оптимальный режим работы гальванометра будет колебательным, но таким, при котором первая наибольшая амплитуда отклонения подвижной части не будет превышать допускаемой погрешности отсчета. Очевидно, что значение оптимальной степени успокоения $\beta_{\text{опт}}$ будет зависеть от допускаемой погрешности отсчета. Если, например, принять допускаемую погрешность отсчета равной 0,1%, то $\beta_{\text{опт}} = 0,91$. Выводы относительно оптимального режима работы гальванометра справедливы для всех магнитоэлектрических приборов и в первом приближении — для остальных электро-механических приборов.

Теория движения подвижной части баллистического гальванометра. Увеличение момента инерции подвижной части гальванометра не изменяет его принципа действия, а лишь влияет на характер движения его подвижной части.

В основу дальнейших рассуждений положим уже высказанное (§ 3.4) допущение о том, что импульс тока, в котором определяется количество электричества, закончится до начала движения подвижной части гальванометра.

Принимая во внимание, что во время прохождения импульса подвижная часть неподвижна, т. е. α , а значит, и $y = \alpha/\alpha_m$, равны нулю, уравнение (3.80) перепишем так:

$$\frac{d^2y}{d\tau^2} + 2\beta \frac{dy}{d\tau} = \frac{Bsw}{W\alpha_{1m}} i,$$

где α_{1m} — первый наибольший угол поворота подвижной части; i — мгновенное значение тока.

Интегрируя уравнение в пределах от 0 до $\Delta\tau = \omega_0 \Delta t$, где Δt — время прохождения импульса тока, и принимая во внимание, что

$$\int_0^{\Delta\tau} i \, d\tau = \omega_0 Q,$$

где Q — количество электричества, протекшего через рамку гальванометра за этот промежуток времени, получим скорость движения

$$\frac{dy}{d\tau} = \frac{Bsw\omega_0}{W\alpha_{1m}} Q. \quad (3.85)$$

Достигнув этой начальной скорости, подвижная часть затем будет совершать движение, подчиняясь уже уравнению

$$\frac{d^2y}{d\tau^2} + 2\beta \frac{dy}{d\tau} + y = 0. \quad (3.86)$$

он. Характер движения (колебательный или апериодический) зависит от значения β . Рассмотрим наиболее простой случай, когда $\beta = 0$, что в первом приближении может быть, если сопротивление внешней цепи гальванометра очень велико (например, через катушку гальванометра разряжается конденсатор с хорошим диэлектриком). Решение уравнения (3.86) при $\beta = 0$ имеет вид:

$$y = C_1 \cos \tau + C_2 \sin \tau,$$

где C_1 и C_2 — постоянные интегрирования, определяемые начальными условиями. При $\tau = 0$ $y = 0$, а $dy/d\tau$ определяется уравнением (3.85). Следовательно,

$$C_1 = 0 \quad \text{и} \quad C_2 = \frac{Bsw\omega_0}{W\alpha_{1m}} Q,$$

и решение уравнения (3.86) приобретает следующий вид:

$$y = \frac{Bsw\omega_0}{W\alpha_{1m}} Q \sin \tau. \quad (3.87)$$

Наибольшее значение $y = 1$ получается в моменты времени, когда $\sin \tau = 1$. Таким образом,

$$\frac{Bsw\omega_0}{W\alpha_{1m}} Q = 1,$$

откуда

$$Q = \frac{W}{Bsw\omega_0} \alpha_{1m} = C_6 \alpha_{1m}.$$

Величина, обратная баллистической постоянной,

$$S_6 = \frac{1}{C_6} = S_I \frac{2\pi}{T_0} Q,$$

называется чувствительностью гальванометра к количеству электричества или баллистической чувствительностью.

Баллистическая чувствительность обычно определяется как амплитуда первого отклонения указателя гальванометра, выражается в делениях шкалы, отстоящей от зеркальца на расстоянии 1 м, и получается при прохождении через рамку количества электричества в 1 Кл.

Решить уравнение (3.86) можно и для значений β , отличных от нуля. Анализ решений уравнения (3.86) для значений $\beta \neq 0$ показывает, что баллистическая чувствительность, в отличие от чувствительности гальванометра к току и напряжению, зависит от степени успокоения β .

Наибольшая баллистическая чувствительность получается при $\beta = 0$. По мере увеличения β чувствительность падает и при критическом успокоении ($\beta = 1$) уменьшается по сравнению со случаем $\beta = 0$ в e раз. Время первого отброса τ_1 также уменьшается по мере увеличения степени успокоения.

На рис. 3.78 показано изменение этих характеристик в зависимости от степени успокоения.

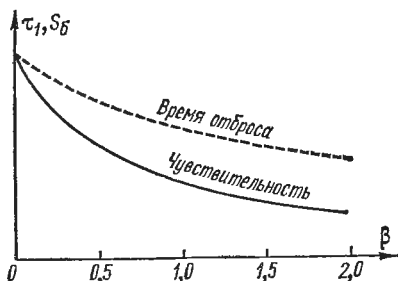


Рис. 3.78. Характеристики баллистического гальванометра

ИЗМЕРЕНИЯ И РЕГИСТРАЦИЯ ИЗМЕНЯЮЩИХСЯ ВО ВРЕМЕНИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

4.1. Общие сведения

Назначение и классификация средств регистрирующей техники. Для наблюдения за технологическими процессами на производстве, при научно-исследовательских и экспериментальных работах, а также в медицинской практике часто требуется не только измерять те или иные физические величины, но и автоматически фиксировать их значения. Для этой цели служат разнообразные регистрирующие приборы. По результатам регистрации измеряемых величин можно определить текущие значения измеряемой величины, определить тенденцию изменения этой величины, установить функциональные связи между несколькими измеряемыми величинами и т. д.

В зависимости от числа одновременно регистрируемых величин различают одноканальные и многоканальные регистрирующие приборы.

В зависимости от формы регистрации различают самопишущие измерительные приборы — приборы, производящие запись в виде диаграмм, и печатающие измерительные приборы — приборы, в которых предусмотрено печатание показаний в цифровой форме (см. § 6.7).

В зависимости от структурной схемы самопишущие измерительные приборы делятся на две группы: приборы прямого действия (с разомкнутой структурной схемой) и приборы уравнивания (с замкнутой структурной схемой).

Запись может быть непрерывной, т. е. такой, когда значение измеряемой величины записывается сплошной линией на диаграмме, и точечной, при которой значения измеряемой величины регистрируются на диаграмме точками, располагающимися относительно друг друга на некотором расстоянии. Точечная запись получила распространение в многоканальных приборах уравнивания (в автоматических потенциометрах и мостах).

Регистрирующие приборы, серийно выпускаемые промышленностью, предназначены в основном для записи изменений исследуемой величины в функции времени. В последние годы получили также распространение двухкоординатные автоматические потенциометры, позволяющие регистрировать функциональную зависимость между двумя электрическими величинами (см. гл. 5).

Самопишущими приборами обычного быстродействия можно производить запись медленно изменяющихся величин (верхняя граница частотного диапазона приборов не превышает 1 Гц). Быстродействующие самопишущие измерительные приборы прямого действия (БСП) позволяют получить запись входного сигнала частотой

до 150 Гц. Для записи процессов, изменяющихся с частотой до 25 кГц, применяются светолучевые осциллографы, а для более высоких частот — электроннолучевые осциллографы и магнитографы.

Виды регистрации измерительной информации. Регистрация — представление измерительной информации в форме видимых или скрытых изображений, размещенных на некоторых материальных носителях (бумага, магнитная лента, фотопленка и т. п.). Виды регистрации, применяемые в современных измерительных приборах весьма разнообразны. В самопишущих приборах широко используется запись чернилами на диаграммной бумаге. В осциллографах применяется запись на фотопленке и фотобумаге. Запись чернилами осложнена возможностью засорения пера, высыханием чернил в подводящем капилляре и трением пера о бумагу. Перспективными мерами, направленными на преодоление недостатков чернильной записи, следует считать использование в самопишущих приборах подачи чернил под давлением, переход на запись красящими пастами, применение перьев с волокнистым наконечником. В целях устранения неудобств, связанных с химическим проявлением фотозаписи, были разработаны светолучевые осциллографы, обеспечивающие получение видимой записи на специальной фотобумаге, не нуждающейся в проявлении. В этих осциллографах применяются источники с ультрафиолетовым излучением и специальная оптика. Основным препятствием к широкому использованию этого метода регистрации является высокая стоимость специальной фотобумаги.

Магнитный способ регистрации (рис. 4.1) получил применение в регистрирующих приборах, называемых магнитографами. Носитель информации *1* в виде так называемой магнитной ленты (например, лавсановой ленты с ферромагнитным слоем) посредством электродвигателя перематывается с катушки *2* на катушку *3*, при этом лента проходит возле магнитных головок: стирающей *6*, записывающей *5* и воспроизводящей *4*. Регистрируемый ток *i* пропускается по обмотке головки *5*, которая имеет магнитопровод из листов с высокой магнитной проницаемостью. Узкий воздушный зазор магнитопровода обеспечивает острую фокусировку магнитного «луча», попадающего на ферромагнитный слой ленты. Принцип магнитной регистрации заключается в намагничивании в разной степени в зависимости от силы тока *i* движущейся магнитной ленты, которая предварительно должна быть полностью размагничена стирающей головкой *6*. Стирание записи (размагничивание ленты) производится путем пропуска тока высокой частоты (десятки килогерц)

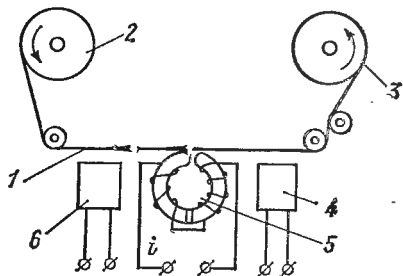


Рис. 4.1. Схема устройства магнитной регистрации

через головку 6. При движении ленты переменное магнитное поле головки 6 размагничивает ленту. Воспроизведение магнитной записи заключается в преобразовании магнитного поля ленты в э. д. с., которая наводится в обмотке головки 4 при протягивании намагниченной ленты возле воздушного зазора этой головки. Устанавливая несколько записывающих и воспроизводящих головок, можно одновременно на ленте вести запись нескольких электрических сигналов.

Магнитный метод регистрации обладает рядом существенных достоинств: для воспроизведения информации не требуется дополнительной обработки ленты, этот метод обеспечивает возможность многократного воспроизведения регистрации, возможно многократное использование магнитной ленты, может быть изменен временной масштаб производимой записи. Магнитной регистрации присущи и серьезные недостатки. Основной недостаток — отсутствие видимой регистрации. Для получения удобочитаемых документов необходима перезапись вторичным самопишущим прибором.

Благодаря достоинствам магнитная регистрация становится одним из важных видов регистрации измерительной информации в диапазоне частот до нескольких десятков килогерц. Применяются и другие конструкции магнитографов, например с магнитным барабаном. Число головок, располагаемых вдоль образующей барабана, может достигать нескольких сотен, а частота вращения барабана — нескольких тысяч оборотов в минуту.

В качестве примера укажем характеристики измерительного магнитографа типа Н046. Магнитограф предназначен для аналоговой записи измерительной информации на магнитной ленте шириной 12,7 мм. Количество каналов 7. Скорость движения ленты может изменяться в пределах от 9,53 до 76, 2 см/с четырьмя ступенями. Диапазон частот записываемых сигналов лежит в пределах от 300 до 64 000 Гц.

Известны и другие способы регистрации измерительной информации, например электрофотографическая, электрохимическая, электротермическая и др., но не получившие широкого применения.

4.2. Самопишущие приборы прямого действия

К приборам этой группы относятся электромеханические измерительные приборы, имеющие устройство для регистрации показаний в форме диаграммы. Запись осуществляется преимущественно чернилами. Перо (регистрирующий орган) 1 (рис. 4.2) фиксирует изменения измеряемой величины в функции времени на движущейся диаграммной бумаге (носителе) 2.

Диаграммная бумага для самопишущих приборов выпускается в форме ленты и диска (рис. 4.3). Лента имеет обычно по краям отверстия (перфорации), в которые входят штифты вращающегося валика лентопротяжного механизма, сообщающего бумаге поступательное движение. Дисковая диаграмма вращается вместе с металлическим диском, на котором она закреплена. Лентопротяжный

механизм и металлический диск приводятся в движение синхронным электродвигателем. Скорость перемещения бумаги устанавливается в зависимости от скорости изменения измеряемой величины (зависимость носит пропорциональный характер). Скорость перемещения дисковой диаграммы обычно невелика — за сутки один оборот. Этот вид диаграмм удобно применять для записи медленно изменяющихся величин. Бумажные ленты (длина ленты в рулоне 5—100 м) используются при длительных наблюдениях измеряемых величин. Входят в практику складывающиеся диаграммные ленты — «гармошки» (рис. 4.4), которые более удобны при просмотре полученной записи.

На диаграммной бумаге нанесена координатная сетка. В случае когда регистрирующий орган совершает прямолинейное перемещение, координатная сетка выполняется в прямоугольных координатах (рис. 4.3, а) при угловом перемещении — в криволинейных координатах (рис. 4.3, б и в).

Запись в прямоугольных координатах является более удобной, так как при этом облегчается обработка диаграмм (автоматическая расшифровка, планиметрирование). Однако указатель и перо электромеханического измерительного механизма движутся по дуге. Переход к записи

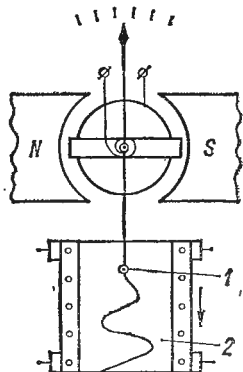


Рис. 4.2. Схема устройства магнитоэлектрического самопишущего прибора

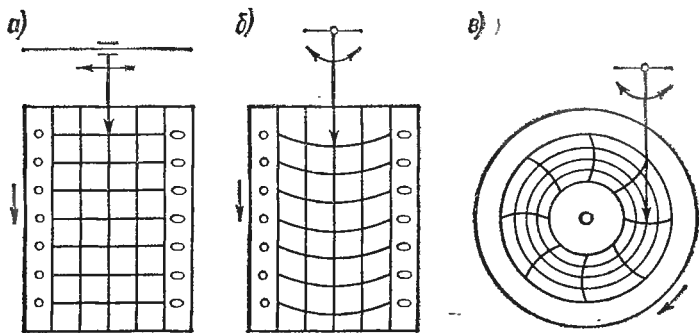


Рис. 4.3. Диаграммы с прямоугольной (а) и с криволинейной (б и в) координатными сетками

в прямоугольных координатах, требует применения устройства для спрямления записи.

Наличие пишущего устройства в виде пера значительно повышает трение, испытываемое подвижной частью прибора. Поэтому для уменьшения погрешности от трения в самопишущих приборах при-

меняются измерительные механизмы со сравнительно большим вращающим моментом, $0,5\text{--}1,0\text{ мН}\cdot\text{м}$. Такой момент можно получить в магнитоэлектрических и ферродинамических измерительных механизмах.

Магнитоэлектрические измерительные механизмы применяются в самопишущих вольтметрах и амперметрах, предназначенных для работы в цепях постоянного тока, а магнитоэлектрические логометры в сочетании с полупроводниковыми выпрямителями и другими элементами — в частотомерах для записи частоты в цепях переменного тока. Ферродинамические измерительные механизмы используются в самопишущих приборах для цепей переменного тока: в вольтметрах, амперметрах, ваттметрах и фазометрах.

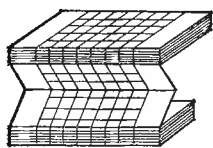


Рис. 4.4. Упаковка бумажной ленты в пачку

Выпускаемые промышленностью самопишущие приборы относятся, в основном, к приборам класса точности 1,5 (переносные) и 2,5 (щитовые). Время успокоения не превышает 2 с. Частотный диапазон приборов не нормируется: практически частота регистрируемых процессов не должна превышать 1 Гц.

В последние годы получили распространение быстродействующие самопишущие приборы (БСП), позволяющие регистрировать сигналы, изменяющиеся с частотой до 150 Гц. Значительное расширение рабочего диапазона частот достигнуто путем совершенствования конструкции измерительного механизма, применением соответствующих способов регистрации, а также применением специальных электрических схем для коррекции динамических погрешностей. Отличительными особенностями БСП являются: отсутствие шкал для визуального отсчета показаний, сравнительно узкое по ширине поле записи (не более 50 мм), наличие специальных измерительных механизмов с большим вращающим моментом ($0,2\text{--}0,3\text{ Н}\cdot\text{м}$). В современных БСП применяются магнитоэлектрические и электромагнитные (поляризованные) измерительные механизмы; используется запись на теплочувствительной бумаге, чернильная перьевая запись, запись на бумаге под копиру. Отечественной промышленностью освоен серийный выпуск БСП с чернильной записью в криволинейной системе координат (приборы типов Н327, Н3020 и др.).

4.3. Светолучевые осциллографы

Назначение и устройство. Светолучевые осциллографы широко применяются для наблюдения и регистрации изменяющихся во времени электрических величин (регистрация осуществляется световым лучом).

Наиболее распространены осциллографы, принцип действия которых основан на фотографической регистрации показаний магнитоэлектрического гальванометра специальной конструкции.

Современные светолучевые осциллографы имеют от 3 до 50 гальванометров, что позволяет одновременно наблюдать и регистрировать соответствующее число процессов. Верхний частотный диапазон регистрируемых сигналов не превышает 25 кГц.

На рис. 4.5, *а* изображена схема оптической и механической части светолучевого осциллографа для наблюдений и записи параметров изучаемого процесса. Луч света от лампы 1, проходя через конденсорную линзу 2, диафрагму 3 и трехгранную призму 4, попадает на зеркальце гальванометра 10. Отраженный от зеркальца

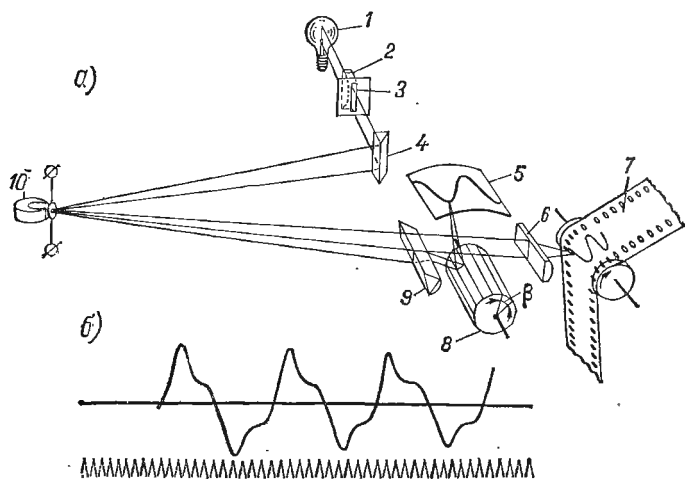


Рис. 4.5. Схема устройства осциллографа (*а*) и вид осциллограммы (*б*)

световой луч частично проходит через цилиндрическую линзу 6, фокусирующую луч на поверхность фотопленки 7 (светочувствительной бумаги). Часть светового луча при помощи призмы 9 направляется к поверхности многогранного зеркального барабана 8, а от него на матовый стеклянный экран 5 для визуального наблюдения процесса.

Если, например, через гальванометр пропустить исследуемый переменный ток, то подвижная часть гальванометра будет совершать колебания. При неподвижных фотопленке 7 и барабане 8 на экране 5 будет видна световая полоса, а на фотопленке после ее проявления — черная полоса. Если же барабан 8 заставить вращаться с такой постоянной частотой, при которой время поворота зеркального барабана на угол β равно kT (k — целое число и T — период исследуемой кривой), то на экране появится неподвижная кривая изучаемого тока. Для получения изображения кривой на экране неподвижным, т. е. для выполнения указанного условия, в осциллографе предусматривается регулировка частоты вращения зеркального барабана 8.

Перемещение луча по экрану вдоль оси времени называется разверткой. Развертка луча на поверхности носителя информации происходит путем перемещения носителя, в результате чего на носителе будет зафиксирована кривая процесса — осциллограмма (см. рис. 4.5, б).

Масштаб по оси ординат кривой зависит от чувствительности гальванометра. Он определяется путем пропускания известного тока через гальванометр. Масштаб по оси времени определяется по одновременно записанной осциллограмме сигнала известной частоты.

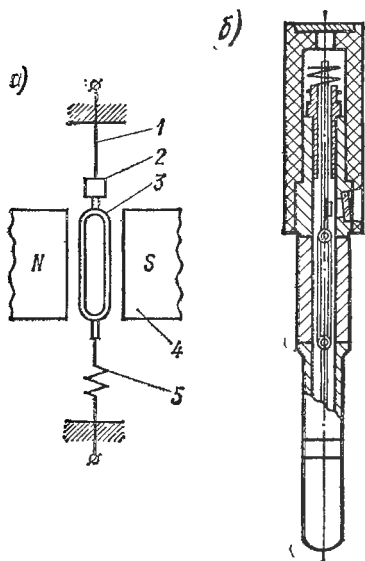


Рис. 4.6. Схема устройства (а) и конструкция (б) магнитоэлектрического осциллографического гальванометра

Длина рамки составляет примерно 10—15 мм при ширине 0,3—0,4 мм; размеры зеркала — 0,5 × 0,8 мм.

Представление о конструкции гальванометра-вставки дает рис. 4.6, б.

Гальванометры-вставки имеют небольшие размеры (в корпусе размещена только подвижная часть), легко заменяются и предназначены для установки в общей магнитной системе, что позволяет создавать компактные многоканальные осциллографы. При пропускании по рамке гальванометра тока в результате взаимодействия тока с полем постоянного магнита создается вращающий момент. Найдем зависимость угла поворота рамки от тока, протекающего через нее.

На рис. 4.7 схематически показано положение рамки в магнитном поле. Мгновенное значение вращающего момента, созданного

Для получения такой осциллограммы используется один из гальванометров или специальное приспособление «отметчик времени». Для записи линий, параллельных оси времени, и в том числе линии «нуля» кривой, используются либо специальные зеркала, либо зеркала обесточенных гальванометров.

Конструктивное оформление осциллографов весьма разнообразно.

Устройство и теория осциллографического гальванометра. Устройство осциллографического гальванометра показано на рис. 4.6, а. Многовитковая обмотка-рамка 3 закреплена между полюсами магнитной системы 4 на двух металлических растяжках 1, натягиваемых пружиной 5. Растяжки служат также для подведения тока к рамке и создания противодействующего момента. К рамке приклеено зеркальце 2, на которое направляется световой луч.

парой сил F ,

$$M_t = Bswi \cos \alpha,$$

где B — индукция в зазоре; s — площадь рамки; w — число витков рамки; i — мгновенное значение тока.

Угол α в осциллографическом гальванометре невелик — обычно не превышает нескольких градусов. По этой причине без большого ущерба для точности анализа можно принять $\cos \alpha = 1$. Если $i = I_m \sin \omega t$, то вращающий момент

$$M_t = BswI_m \sin \omega t.$$

При движении подвижной части гальванометра на нее будут действовать еще момент сил, тормозящий движение, который можно принять пропорциональным угловой скорости движения подвижной части, и противодействующий момент, пропорциональный углу закручивания растяжек. На основании уравнения (3.76), если сохранить те же обозначения, что и в § 3.10, дифференциальное уравнение движения подвижной части гальванометра может быть записано так:

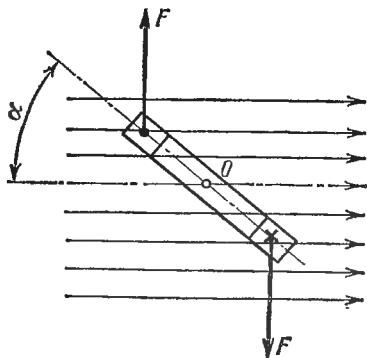


Рис. 4.7. Рамка гальванометра в магнитном поле

$$J \frac{d^2 \alpha}{dt^2} + P \frac{d\alpha}{dt} + W\alpha = BswI_m \sin \omega t.$$

Обозначим $y = \alpha/\alpha_m$, где α_m — угол отклонения подвижной части, удовлетворяющий уравнению

$$W\alpha_m = BswI_m.$$

После преобразований, аналогичных приведенным в § 3.10, получим

$$\frac{d^2 y}{d\tau^2} + 2\beta \frac{dy}{d\tau} + y = \sin q\tau, \quad (4.1)$$

где $q = \omega/\omega_0 = \omega \sqrt{J/W}$.

Решение этого уравнения, как известно, может быть представлено в следующем виде:

$$y = C_1 e^{x_1 \tau} + C_2 e^{x_2 \tau} + Y, \quad (4.2)$$

где x_1 и x_2 — корни характеристического уравнения; C_1 и C_2 — постоянные интегрирования, определяемые начальными условиями; Y — частное решение.

Первые два члена правой части уравнения (4.2) представляют собой собственные колебания подвижной части гальванометра,

затухающие во времени, так как характеристическое уравнение имеет корни с отрицательной вещественной частью. Частное решение Y должно представлять собой синусоидальную функцию времени, так как возмущающая сила в рассматриваемом случае есть $\sin q\tau$. Частное решение будем искать в следующей форме:

$$Y = X \sin(q\tau - \varphi). \quad (4.3)$$

Для нахождения X и φ воспользуемся основным уравнением (4.1), которое должно быть справедливо и для установившегося режима. Для этого возьмем первую и вторую производные от частного решения Y и подставим их, а также выражение (4.3) для Y в уравнение (4.1):

$$-q^2 X \sin(q\tau - \varphi) + 2\beta q X \cos(q\tau - \varphi) + X \sin(q\tau - \varphi) = \sin q\tau. \quad (4.4)$$

Разложим синусы и косинус разности и приравняем коэффициенты при синусе и косинусе в правой и левой частях уравнения (4.4). Для определения X и φ получим два уравнения:

$$X(1 - q^2) \cos \varphi + 2\beta q X \sin \varphi = 1;$$

$$X(1 - q^2) \sin \varphi - 2\beta q X \cos \varphi = 0.$$

Из этих уравнений следует:

$$X = \frac{1}{\sqrt{(1 - q^2)^2 + 4\beta^2 q^2}};$$

$$\varphi = \arctg \frac{2\beta q}{1 - q^2}.$$

Подставляя значения X и φ в уравнение (4.3), частное решение дифференциального уравнения (4.1) получим в таком виде:

$$y = \frac{1}{\sqrt{(1 - q^2)^2 + 4\beta^2 q^2}} \sin\left(q\tau - \arctg \frac{2\beta q}{1 - q^2}\right). \quad (4.5)$$

Из уравнения (4.5) следует, что при установившемся режиме подвижная часть гальванометра совершает колебания с амплитудой, зависящей от β и от отношения частоты тока ω к частоте свободных колебаний подвижной части гальванометра ω_0 (величины q). Колебания подвижной части гальванометра сдвинуты по фазе на угол φ относительно тока, причем угол φ зависит также от β и q .

Чтобы не было погрешности регистрации, колебания подвижной части гальванометра осциллографа должны точно соответствовать форме кривой тока и совпадать с ним по фазе. Как показывает уравнение (4.5), в действительности этого нет, так как амплитуда колебаний подвижной части гальванометра при одном и том же токе может иметь различные значения, зависящие от частоты тока и конструктивных параметров гальванометра, и фазовый угол φ не равен нулю.

$$\gamma_A = (X - 1) 100 = \left[\frac{1}{\sqrt{(1 - q^2)^2 + 4\beta^2 q^2}} - 1 \right] 100 \quad (4.6)$$

в данном случае называется амплитудной погрешностью гальванометра (в процентах), а сдвиг

$$\varphi = \arctg \frac{2\beta q}{1 - q^2} \quad (4.7)$$

— фазовой погрешностью¹.

На рис. 4.8 приведены кривые зависимостей X (относительной амплитуды) от q при разных значениях β , которые показывают, что амплитудная погрешность гальванометра стремится к нулю при $q \rightarrow 0$. Наименьшую амплитудную погрешность в диапазоне от 0 до $0,5q$ имеют гальванометры со степенью успокоения β в пределах $0,6 - 0,7$. По этой причине выбор гальванометра осуществляют с учетом значения q , т. е. учитывают соотношение частоты регистрируемого процесса и частоты собственных колебаний подвижной части гальванометра. Успокоение в указанных пределах обеспечивается либо конструктивным путем, либо выбором внешнего сопротивления гальванометра в процессе эксплуатации.

Необходимо особо рассмотреть вопрос о том, как будет вести себя подвижная часть гальванометра, если форма кривой тока искажена. Так как движение подвижной части гальванометра описывается линейным дифференциальным уравнением, то реакции гальванометра на все гармоники суммируются.

Для n -й гармоники искаженной кривой амплитудная (в процентах) и фазовая погрешности равны соответственно:

$$\gamma_{An} = \left[\frac{1}{\sqrt{(1 - n^2 q^2)^2 + 4\beta^2 n^2 q^2}} - 1 \right] 100;$$

$$\varphi_n = \arctg \frac{2\beta n q}{1 - n^2 q^2}.$$

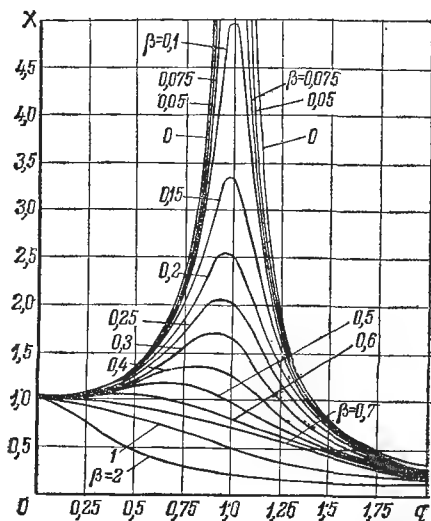


Рис. 4.8. Зависимость относительной амплитуды колебаний X гальванометра и относительной частоты q регистрируемой величины

¹ Выражения для γ_A и φ были получены в § 2.5 при рассмотрении динамической погрешности средств измерений.

Как видно, погрешности зависят от номера гармоники. Однако следует иметь в виду, что большие амплитудные и фазовые погрешности высших гармоник не имеют существенного значения, если амплитуды высших гармоник невелики по сравнению с амплитудой основной гармоники.

Изменения конструкции гальванометра, вызванные стремлением расширить полосу регистрируемых частот, привели к тому, что на амплитудно-частотной характеристике гальванометра появились отдельные выбросы, соответствующие дополнительным частотным резонансам конструкции. Поэтому упомянутая модель (полученные уравнения) в ряде случаев уже не соответствует реальным свойствам гальванометра и в настоящее время для осциллографических гальванометров нормируется собственная частота и рабочая полоса частот. Рабочая полоса частот определяется как диапазон частот, в котором чувствительность гальванометра по току отличается от чувствительности на постоянном токе в пределах заданных допусков.

Как видно из табл. 4.1, применяемые осциллографические гальванометры в зависимости от способа успокоения делятся на три группы. К первой группе относятся гальванометры, в которых применено магнитоиндукционное успокоение обмоткой. Для обеспечения оптимальной степени успокоения внешнее сопротивление должно иметь значение, указанное в таблице. Ко второй группе относятся гальванометры, у которых рамка намотана на каркасе, используемом для магнитоиндукционного успокоения. У третьей группы гальванометров (преимущественно с высокой собственной частотой) применено успокоение вязкой жидкостью. В этом случае успокоение происходит за счет трения в жидкости, куда погружена подвижная часть гальванометра (полностью или частично). Большинство гальванометров этой группы имеет рамку с небольшим числом витков, в результате чего магнитоиндукционное успокоение обмоткой начинает проявлять себя только при малом значении внешнего сопротивления. Для того чтобы гальванометр с жидкостным успокоением не попал в переуспокоенный режим, минимальное сопротивление, на которое он может быть замкнут, ограничивается.

Для каждого типа гальванометра в таблице указана его собственная частота (частота при $\beta = 0$). Как видно из таблицы, наибольшая полоса частот равна 25 000 Гц. При необходимости наблюдать или регистрировать токи большей частоты должны применяться электроннолучевые осциллографы. Наибольшая чувствительность гальванометров (при длине луча 300 мм) равна 36 мм/мкА, однако рабочая полоса частот такого гальванометра (типа М1013-600) составляет 0—400 Гц.

Светолучевые осциллографы снабжаются обычно набором гальванометров различных типов, отличающихся друг от друга частотой собственных колебаний, чувствительностью к току, рабочей полосой частот, наибольшим допустимым током и т. д. Это позволяет

Тип гальванометра	Частота, Гц				Чувствительность гальванометра при длине луча 300 мм, мм/мА	Сопротивление, Ом		Наибольший рабочий ток (амплитуда), мА
	Собственная	Рабочая полоса частот, Гц				внутрен- нее	внешнее	
		Δf_1	Δf_2	Δf_3				
Успокоение обмоткой								
M1012-20	20	0—12	—	—	$1,8 \cdot 10^{-2}$	120	3000	$7 \cdot 10^{-3}$
M1012-40	40	0—24	—	—	$4,3 \cdot 10^{-3}$	120	1500	$2,7 \cdot 10^{-2}$
M1012-80	80	0—48	—	—	$2,1 \cdot 10^{-3}$	60	800	$6 \cdot 10^{-2}$
M1012-150	150	0—90	—	—	$6 \cdot 10^{-4}$	60	200	$2 \cdot 10^{-1}$
M1012-300	300	0—180	—	—	$1,5 \cdot 10^{-4}$	60	80	$8 \cdot 10^{-1}$
M017-400	400	0—300	—	—	$1,06 \cdot 10^{-4}$	30	60	1
Успокоение каркасом								
M1012-600	600	—	0—300	—	13,3	13	Любое	8
M1012-1200	1200	—	0—600	—	1,88	5		20
M1012-1800	1800	—	0—900	—	0,43	2		50
Успокоение жидкостью								
M1013-600	600	—	0—400	—	36	50	≥ 700	3
M1013-1200	1200	—	0—700	—	9,1	50	≥ 300	12
M1013-1800	1800	—	0—1100	—	4,2	50	≥ 200	25
M1013-3500	3500	—	0—2000	—	1,1	50	≥ 70	50
M1013-7000	7000	—	0—5000	—	0,27	50	≥ 10	75
M1015-10000	10000	—	0—6000	0—10 000	0,36	300	≥ 50	30
M1015-15000	15000	—	0—9000	0—15 000	0,22	300		30
M018-25000	25000	—	—	0—25 000	0,21	200		42
M004-0,6	600	—	0—300	—	25	13	Любое	4
M004-1,2	1200	—	0—600	—	6,0	13		13
M004-2,5	2500	—	0—1200	—	1,2	13		80
M004-3,5	3500	—	0—1700	—	0,44	17		80
M004-7,0	7000	—	0—3500	—	0,10	13		130

Примечание. Δf_1 , Δf_2 , Δf_3 — рабочие полосы частот, в пределах которых чувствительность гальванометра по току отличается от его чувствительности при постоянном токе в пределах 5%, 10% и 30% соответственно.

выбрать наиболее подходящий к условиям эксперимента тип гальванометра.

Разработано значительное число конструкций светолучевых осциллографов. Ниже приводится описание осциллографа типа Н117/1. Осциллограф предназначен для одновременной регистрации на фотобумаге, не требующей химического проявления, и на бромосеребряной фотоленте 18 значений токов или напряжений. Скорость перемещения фотоленты может иметь одно из 14 значений в пределах от 0,5 до 10 000 мм/с. Отметчик времени оптико-механический с регулировкой интервалов между отметками в пределах от 0,002 до 2 с. Источник света — ртутная лампа или лампа накаливания. Осциллограф не имеет зеркального барабана

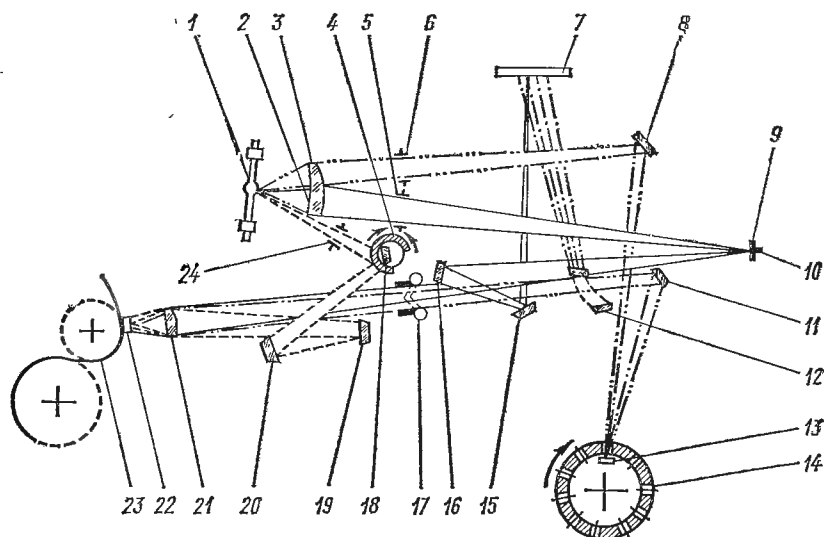


Рис. 4.9. Оптическая схема осциллографа типа Н117/1

—— канал записи колебаний зеркал гальванометров; - - - - канал записи линий отметок времени; — — — канал продольного графления фотоленты; — · — · — канал регулировки положения гальванометров

для визуального наблюдения регистрируемых величин. Оптическая схема осциллографа приведена на рис. 4.9. Свет от источника 1 с помощью цилиндрического конденсора 2 через диафрагму 5 попадает на зеркала 10 гальванометров, от которых лучи с помощью сферических линз 9 и цилиндрического объектива 21 собираются в плоскости фотоленты 23 в виде ярких пятен. Часть световых пучков, идущих от зеркал 10, отражается цилиндрическим зеркалом 16 на зеркало 15 и от него на матовый экран 7, где изображается в виде ярких пятен. В ход световых лучей между зеркалами гальванометров и объективом 21 может вводиться зеркало 12, которое в своем нормальном положении расположено вне хода лучей. В рабочем положении оно полностью перекрывает световые пучки, идущие от зеркал гальванометров и отклоняет их на экран 7. В середине зеркала 12 проходит матовая полоса, которая делит отражающую поверхность пополам. При правильной установке гальванометров-вставок в магнитном блоке световые полосы в каждой половине зеркала 12 должны быть одинаковыми. При помощи диафрагмы 17 можно изменять интенсивность световых пятен на фотоленте. Для нанесения на фотоленту линий отметок времени свет от источника 1 собирается цилиндрическим конденсором 3, проходит через диафрагму 6 и, отражаясь от зеркала 8, попадает через щели барабана 14 отметчика времени на зеркало 13. Отразившись от зеркала 13 световой пучок направляется зеркалом 11 через обь-

схем 21 на фотоленту 23. Для нанесения линий продольного графления фотоленты, световой поток от источника 1 через диафрагму 24 направляется зеркалами 18, 19 и 20 на объектив 21 и через пластину 22 с рядом щелей попадает на фотоленту 23. В результате на осциллограмме получаются тонкие линии, отстоящие друг от друга на определенное расстояние. Интенсивность этих линий можно регулировать диафрагмой 4.

4.4. Электроннолучевые осциллографы

Общие замечания. Значение и область применения электронно-лучевого или, как его обычно кратко называют, электронного осциллографа в настоящее время очень велики. Главными достоинствами прибора по сравнению со светолучевым осциллографом является возможность исследования высокочастотных периодических и кратковременных, однократно протекающих процессов и ничтожно малое потребление мощности от испытываемого источника напряжения. Некоторые современные электронные осциллографы позволяют изучать процессы, изменяющиеся с частотой до 10^3 МГц и длительностью до 10^{-10} с.

В основу работы электронного осциллографа положено управление движением пучка электронов воздействием на него исследуемым напряжением. Как измерительный прибор электронный осциллограф должен обладать достаточно малыми погрешностями. Для этого в его схеме предусматриваются устройства, обеспечивающие стабильность его характеристик, коррекцию амплитудных и фазовых погрешностей, периодическую калибровку чувствительности и масштаба времени и другие меры, улучшающие метрологические характеристики прибора.

Центральным измерительным узлом осциллографа является электроннолучевая трубка, преобразующая значение исследуемого напряжения в перемещение электронного луча.

Электроннолучевая трубка. Электроннолучевая трубка совмещает в себе функции источника электронного луча и управления его перемещением.

В качестве источника электронной эмиссии в трубке могут быть использованы как холодные, так и накаливаемые катоды. Формирование электронного луча и управление его перемещением производится при помощи электрических либо магнитных полей.

В современной технике осциллографирования в большинстве случаев применяются электроннолучевые трубки с подогревным катодом и электростатическим управлением.

Устройство трубки схематически показано на рис. 4.10. В баллоне трубки помещено устройство для создания фокусированного пучка электронов (электронного луча), называемое «электронной пушкой». «Электронная пушка» состоит из подогревного катода, управляющего электрода, называемого сеткой, и двух анодов.

Изменение потенциала сетки дает возможность регулировать плотность электронов в луче и тем самым менять яркость изображения на экране. Кроме того, при помощи сетки производится

предварительная фокусировка электронного луча. Окончательная фокусировка осуществляется в поле между первым и вторым анодами. Фокусировка регулируется путем изменения напряжения на первом аноде, который поэтому называется фокусирующим. Необходимое ускорение электронов в направлении движения обеспечивается вторым анодом, вследствие чего он иногда называется ускоряющим.

Электронный луч в конце своего пути попадает на внутреннюю торцевую поверхность расширенного конца баллона, называемую экраном. Эта поверхность покрыта специальными составами — люминофорами, которые обладают способностью светиться под действием электронной бомбардировки в тех местах, куда попадают электроны.

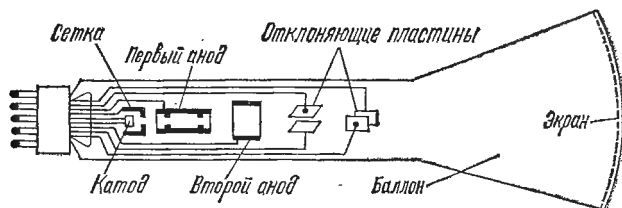


Рис. 4.10. Устройство электроннолучевой трубки

Если на электронный луч на его пути между вторым анодом и экраном воздействовать отклоняющими силами, то светящееся пятно будет соответственно перемещаться. Таким образом, электронный луч можно уподобить подвижной части измерительного механизма прибора, отклонения которого зависят от напряжения, приложенного к отклоняющим пластинам.

Отклоняющая система электроннолучевой трубки состоит из двух пар пластин, расположенных во взаимно перпендикулярных плоскостях (рис. 4.10).

Пластины, отклоняющие луч в вертикальном и горизонтальном направлении, называют соответственно пластинами (электродами) вертикального или горизонтального отклонения и обозначают «Y» и «X».

Если к какой-либо паре пластин приложить переменное напряжение, то луч прочертит на экране светящуюся прямую линию. Пусть l (рис. 4.11) — длина отклоняющих пластин; a — расстояние между ними; L — расстояние от пластин до экрана; U — приложенное напряжение.

Анализ показывает, что при некоторых допущениях смещение светового пятна от исходного положения в результате прохождения луча в поле отклоняющих пластин

$$h = \frac{U}{2U_a} \frac{l}{a} \left(L + \frac{l}{2} \right), \quad (4.8)$$

где U_a — ускоряющее напряжение.

Обычно $l \ll L$, поэтому можно считать

$$h \approx \frac{U}{2U_a} \frac{l}{a} L.$$

Отсюда чувствительность (в миллиметрах на вольт) электронно-лучевой трубки к напряжению

$$S_U = \frac{h}{U} = \frac{1}{2U_a} \frac{l}{a} L. \quad (4.9)$$

Значение S_U для современных электроннолучевых трубок составляет 0,1—1,0 мм/В. Для выбранного типа трубки с определенными геометрическими размерами чувствительность S_U определяется только напряжением U_a ускоряющего анода. Снижение U_a

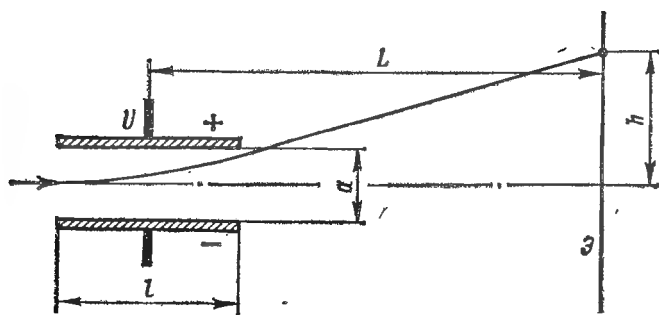


Рис. 4.11. Смещение электронного луча под действием электрического поля

и, следовательно, кинетической энергии попадающих на экран электронов приводит к снижению яркости светящегося пятна. Это препятствует применению электроннолучевых трубок с существенно пониженными анодными напряжениями.

Для увеличения яркости пятна при относительно высокой чувствительности производится ускорение электронов после отклонения их пластинами. Для этой цели на внутреннюю поверхность баллона между отклоняющими пластинами и экраном наносится кольцо из проводящего материала, которое является третьим анодом, и к нему подводится напряжение, в несколько раз превышающее напряжение второго анода. Таким путем можно получить увеличение яркости в десятки раз при снижении чувствительности всего на несколько процентов.

Большая яркость пятна необходима для увеличения скорости записи, т. е. скорости перемещения пятна по экрану трубки, что очень важно при наблюдении и регистрации однократных процессов малой длительности. Чем быстрее движется луч, тем меньше яркость линии на экране. Так как регистрация процессов с помощью электронного осциллографа производится фотографированием с экрана траектории движения пятна, то предельная скорость регистрации

определяется такой яркостью линии, на которую реагируют фото-чувствительные материалы.

Введение третьего ускоряющего электрода позволяет на порядок повысить скорость записи, а использование высоковольтных трубок специальной конструкции доводит ее до 10^6 м/с, что позволяет исследовать однократные явления продолжительностью примерно в доли наносекунд.

Для удобства наблюдения и осциллографирования однократных процессов применяются трубки с длительным временем послесвечения экрана (примерно в несколько секунд).

Если переменные напряжения приложить одновременно к обоим парам отклоняющих пластин, то электронный луч под действием

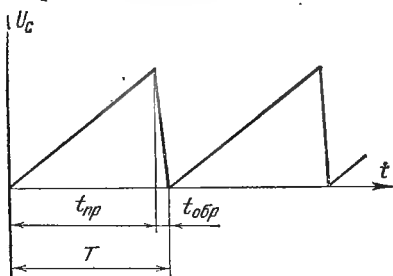


Рис. 4.12. Вид напряжения линейной временной развертки

двух взаимно перпендикулярных полей будет прочерчивать на экране некоторую сложную кривую. Форма получаемой сложной кривой зависит от формы кривых, сдвига фаз и соотношения амплитуд и частот напряжений, приложенных к пластинам. При отношении частот, выражающемся рациональным числом, результирующая кривая замкнута и представляется на экране в виде неподвижного изображения (фигура Лиссажу).

Для наблюдения и фотографирования характера изменения напряжения во времени пользуются линейной временной разверткой, позволяющей непосредственно наблюдать на экране кривую исследуемого напряжения в прямоугольной системе координат. Для этого на одну пару отклоняющих пластин (как правило, на пластины горизонтального отклонения) подают напряжение, меняющееся линейно во времени. Светящееся пятно в этом случае будет перемещаться по экрану горизонтально с постоянной скоростью. При подаче на другую пару пластин некоторого напряжения электронный луч опишет на экране кривую этого напряжения. Для создания горизонтального перемещения светящегося пятна применяется напряжение, которое периодически равномерно возрастает до некоторого определенного значения и затем за очень короткий промежуток времени возвращается к начальному значению (рис. 4.12). Ниспадающие участки линейно изменяющегося напряжения на рисунке соответствуют обратному ходу пятна в горизонтальном направлении по экрану. Время обратного хода $t_{обр}$ должно составлять весьма малую часть полного периода колебаний T .

Если продолжительность одного полного горизонтального перемещения луча равна периоду напряжения, приложенного к электродам вертикального отклонения, то на экране появится кривая, соответствующая одному периоду колебаний. Если частота развертывающего напряжения в n раз меньше частоты испытываемого

напряжения, то кривая на экране охватит n периодов. При отношении частот, выражающемся отношением двух целых чисел, изображение будет неподвижным, в противном случае оно перемещается по экрану.

Устройство и характеристики электронного осциллографа. Упрощенная функциональная схема осциллографа, показанная на рис. 4.13, включает электроннолучевую трубку ЭЛТ, устройства управления электронным лучом (канал Y и канал X) и вспомогательные устройства (калибраторы). Питание ЭЛТ и всех электронных узлов схемы осуществляется от источника стабилизированного напряжения, на схеме не показанного.

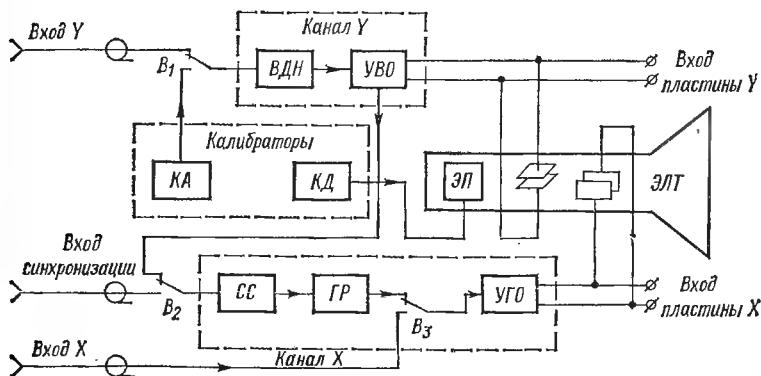


Рис. 4.13. Функциональная схема осциллографа

Канал вертикального отклонения (канал Y) предназначен для усиления (ослабления) исследуемого напряжения до значения, при котором изображение на экране удобно для визуального наблюдения. Канал Y включает аттенуатор (входной делитель напряжения $ВДН$) и усилитель вертикального отклонения $УВО$, выход которого подключается к пластинам Y электроннолучевой трубки.

К пластинам X через усилитель горизонтального отклонения $УГО$ подводится линейно изменяющееся напряжение от генератора развертки $ГР$. Схема синхронизации $СС$ управляет запуском $ГР$, используя для этого синхронизирующий сигнал, поступающий от $УВО$ или от внешнего источника в зависимости от положения переключателя B_2 .

При необходимости проведения исследований посредством фигур Лиссажу переключатель B_3 переводится в нижнее положение. При этом $ГР$ и $СС$ отключаются и на пластины X через $УГО$ поступает напряжение, поданное на вход X .

Блок вспомогательных устройств включает калибратор амплитуды $КА$ и калибратор длительности $КД$, используемые при измерениях амплитудных и временных параметров исследуемых сигна-

лов. Подключение КА на время калибровки чувствительности канала У производится с помощью переключателя B_1 . При определении масштаба осциллограммы по оси времени КД управляет яркостью луча воздействием на электронную пушку трубки.

Чувствительность электроннолучевых трубок сравнительно невелика, поэтому необходим усилитель вертикального усиления. Основные требования, предъявляемые к усилителю:

а) минимум амплитудных и фазовых искажений в возможно более широком диапазоне частот: это означает, что коэффициент усиления усилителя при изменении частоты в широких пределах не должен значительно отклоняться от своего номинального значения, а фазовый сдвиг, создаваемый усилителем, должен изменяться пропорционально частоте;

б) линейная зависимость между выходным и входным напряжением при изменении последнего в заданных пределах;

в) высокое входное сопротивление.

При соблюдении этих условий можно достаточно точно воспроизвести на экране осциллографа кривую входного напряжения и исследовать тот или иной процесс без заметного потребления мощности от генератора исследуемых сигналов.

Использование усилителей повышает чувствительность осциллографа к напряжению до значений примерно единиц и десятков сантиметров на вольт. При этом надо иметь в виду, что коэффициент усиления УВО обычно много больше коэффициента усиления УГО. Это объясняется тем, что уровень напряжения, создаваемого в ГР, достаточно велик и значительного его усиления не требуется.

Для низкочастотных осциллографов полоса пропускаемых усилителем частот лежит в пределах от единиц герц до 1—5,5 МГц. В осциллографах, предназначенных для исследования сигналов в широком диапазоне частот и для импульсных измерений, применяются усилители с верхней границей полосы пропускания примерно 50 МГц. Входное сопротивление усилителей равно 1—50 МОм, входная емкость 30—40 пФ. В импульсных усилителях с помощью особой выносной головки входная емкость может быть уменьшена до единиц пикофарадов.

Если частота исследуемого напряжения находится вне пределов рабочего участка частотной характеристики усилителя, то это напряжение необходимо подавать непосредственно на отклоняющие пластины трубки.

Обычно осциллографические трубки имеют емкость между пластинами 10—20 пФ и, соответственно, полосу пропускания до 100—200 МГц. Ультравысокочастотные трубки специальной конструкции за счет снижения емкости между пластинами до 2—3 пФ позволяют расширить полосу пропускания до нескольких тысяч мегагерц.

Одним из важнейших узлов электронного осциллографа является генератор линейной развертки, в качестве которого обычно применяются так называемые генераторы релаксационных колебаний. В этих генераторах колебания создаются посредством цепей, содер-

жащих активное сопротивление и какой-либо один реактивный элемент — чаще всего емкость.

В схемах генераторов предусматривается возможность регулирования частоты колебаний в широких пределах.

Меняя частоту генератора развертки, добиваются синхронизации частот, т. е. такого соотношения частот развертки и сигнала, при котором изображение получается неподвижным. При работе с генераторами линейной развертки в практических установках такая настройка осуществляется двумя ступенями — грубой и точной синхронизацией.

Для поддержания стабильности настройки дополнительно применяется принудительная синхронизация путем подачи к схеме развертки в момент, предшествующий началу обратного хода, части усиленного исследуемого напряжения, которое приводит в действие схему как раз при амплитудном значении исследуемого напряжения.

Такая синхронизация называется внутренней синхронизацией. Посредством переключателя синхронизации B_2 (рис. 4.13) вместо внутренней можно производить внешнюю синхронизацию, при которой к генератору развертки подключается внешнее синхронизирующее напряжение. При использовании линейной развертки применяются так называемые схемы гашения обратного хода луча, которые обеспечивают включение луча только в течение рабочей части периода линейно изменяющегося напряжения. Это делается для того чтобы обратный ход пятна по экрану не накладывался на картину наблюдаемого явления. Принцип действия таких схем заключается в том, что в начале обратного хода к модулирующему электроду (сетке) подводится большое отрицательное напряжение, запирающее трубку.

Генератор развертки может работать в режиме непрерывной или ждущей (однократной) развертки.

При исследовании коротких импульсов или импульсов, следующих друг за другом с большими и изменяющимися интервалами, необходимо пользоваться ждущей разверткой. Ждущая развертка представляет собой разновидность линейной развертки, запуск которой осуществляется исследуемым процессом.

При поступлении запускающего импульса начинается рабочий ход развертки с установленной длительностью. Повторение рабочего хода произойдет только при поступлении нового запускающего импульса. Синхронизация развертки и исследуемого сигнала, таким образом, происходит автоматически.

Два режима работы — непрерывный и ждущий — могут быть осуществлены либо изменением работы генератора непрерывной линейной развертки, либо применением двух генераторов развертки — непрерывного и ждущего.

Находит применение круговая развертка, которая получается путем подачи на две пары отклоняющих пластин синусоидальных напряжений, одинаковых по значению, но сдвинутых по фазе отно-

сительно друг друга на 90° . Отклонения пятна на экране в направлении осей x и y определяются параметрическими уравнениями:

$$x = S_{U_x} U_{m_x} \sin \omega t;$$

$$y = S_{U_y} U_{m_y} \cos \omega t,$$

где S_U и U_m с соответствующими индексами представляют собой чувствительность и амплитуду напряжения по осям, значения которых подбираются таким образом, чтобы соблюдалось условие

$$S_{U_x} U_{m_x} = S_{U_y} U_{m_y} = A.$$

Тогда, возводя в квадрат оба параметрических уравнения и складывая их с учетом, что $\sin^2 \omega t + \cos^2 \omega t = 1$, получим уравнение окружности с радиусом A , описывающее траекторию движения пятна на экране в виде: $x^2 + y^2 = A^2$. Схема для получения круговой развертки показана на рис. 4.14.

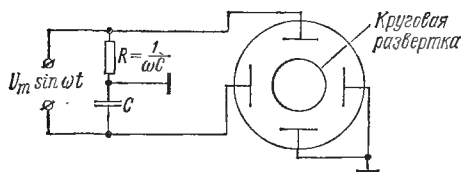


Рис. 4.14. Схема получения круговой развертки

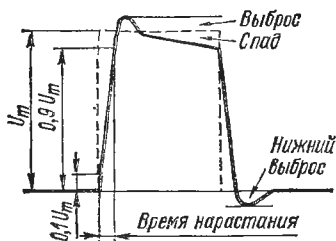


Рис. 4.15. Переходная характеристика широкополосного усилителя

Достоинствами круговой развертки являются удлиненная линия времени и отсутствие обратного хода. Эта развертка чаще всего применяется для измерения фазовых сдвигов и интервалов времени.

Существенным недостатком обычных электронных осциллографов является невозможность одновременного наблюдения нескольких процессов. Этот недостаток устраняется применением многолучевых трубок, которые имеют не одну, а несколько систем фокусирующих и отклоняющих электродов. В остальном действие их ничем не отличается от действия трубок, рассмотренных выше.

Исследование нескольких напряжений можно производить и с помощью однолучевого осциллографа, применяя специальные электронные переключатели, подключающие на вход осциллографа поочередно исследуемые сигналы. Если частота переключения сигналов выше частоты исследуемого процесса, то на экране получается пунктирное изображение нескольких процессов одновременно.

Широкое развитие импульсной техники потребовало соответственно развития и совершенствования импульсных измерений. Эти

измерения обладают рядом специфических особенностей, определяемых в основном чрезвычайно малой длительностью процессов при прохождении коротких импульсов, большим содержанием гармоник и разнообразием форм импульсных явлений, не позволяющим во многих случаях измерить количественные параметры импульса без визуального наблюдения его формы. Эти специфические особенности обусловили роль электронного осциллографа как основного прибора для импульсных измерений и привели к созданию специальных типов осциллографов.

К импульсным осциллографам предъявляются высокие требования, и поэтому они являются более сложными приборами, чем низкочастотные осциллографы. Импульсные осциллографы имеют намного большую ширину полосы пропускаемых частот, меньшие входные емкости, значительно более высокую частоту линейной развертки и содержат ряд дополнительных узлов, важнейшими из которых являются генератор ждущей развертки, генератор меток времени и канал электрода, управляющего яркостью луча.

Осциллографы этого типа всегда имеют оба вида линейной развертки — периодическую и ждущую, и поэтому являются универсальными приборами, предназначенными для исследования как периодических, так и однократных импульсов. Оценивать качество широкополосных усилителей, применяемых в импульсных (универсальных) осциллографах, удобно по переходной характеристике (рис. 4.15), показывающей искажение идеального прямоугольного импульса при прохождении его через усилитель. Основными параметрами переходной характеристики являются время нарастания фронта, обычно измеряемое на участке от 0,1 до 0,9 амплитуды импульса, спад плоской вершины и выбросы. Спад и выбросы измеряются в процентах от амплитуды. Величина выбросов в усилителях для осциллографов обычно очень мала. Искажениями фронта импульса можно пренебречь, если время нарастания для усилителя меньше $\frac{1}{5}$ времени нарастания исследуемого колебания. Это означает, что если усилитель осциллографа имеет время нарастания переходной характеристики, например, 0,04 мкс, то с его помощью можно исследовать импульсы с временем нарастания фронта 0,2 мкс и выше. Искажение, вносимое спадом переходной характеристики, легко может быть учтено путем вычитания этого спада из спада вершины импульса на осциллограмме.

Если запуск генератора ждущей развертки осуществляется исследуемым напряжением, то происходит запаздывание развертки и начальные стадии однократного процесса остаются вне наблюдения. Для исключения этого в канал УВО вводится линия задержки, обеспечивающая поступление исследуемого сигнала на пластины У по времени позже начала развертки. В универсальных осциллографах имеется линия задержки переменной длительности. Подбирая выдержку времени с помощью линии задержки и изменяя скорость развертки, можно детально наблюдать желаемый участок исследуемого процесса.

Часто бывает удобно пусковые импульсы, включающие исследуемый процесс и развертку, вырабатывать в самом осциллографе. Этим обеспечивается надежная синхронизация развертки и наблюдаемых колебаний. Современные высококачественные осциллографы содержат генератор пусковых импульсов.

Универсальные (импульсные) осциллографы имеют дополнительный канал Z^1 для управления яркостью пятна. Канал Z , так же как и каналы Y и X осциллографа, имеет свой усилитель и входные зажимы (на рис. 4.13 не показаны). Изменение яркости пятна на экране позволяет вносить дополнительную информацию в осциллограмму, например отмечать какие-либо характерные моменты в исследуемой кривой. Большое удобство дает использование канала Z при измерении с помощью осциллографа частоты или фазы электрических колебаний.

Масштаб по каналам Y и X определяется с помощью калибраторов $КА$ и $КД$. Калибратор амплитуды представляет собой генератор напряжения прямоугольной формы и стабильной амплитуды. При подаче этого напряжения на вход $УВО$ на экране появляются две горизонтальные параллельные линии. Расстояние между линиями, пропорциональное двойной амплитуде калиброванного напряжения, может регулироваться. Сравнивая амплитуды калиброванного и исследуемого напряжения, можно производить измерение последнего.

Масштаб времени осциллограммы задается генератором меток времени $КД$, представляющим собой в большинстве случаев генератор синусоидальных колебаний стабильной частоты, синхронизированный с напряжением развертки. Синусоидальные колебания преобразуются в импульсы с точно известным периодом следования. Импульсы подаются в канал Z и модулируют яркость свечения изображения, давая яркие пятна на осциллограмме через определенные промежутки времени. По чередованию темных и светлых участков (меток времени) можно определить длительность исследуемого процесса.

Погрешность определения масштаба времени и амплитуды в современных осциллографах характеризуется уровнем 5—10%.

Ручки управления основными узлами осциллографа ($ГР$, $УВО$, $УГО$, $КА$, $КД$ и т. д.), а также зажимы или коаксиальные входы для присоединения внешних цепей обычно располагаются на передней панели прибора.

Существуют определенные правила и порядок подготовки прибора и управления его работой, которые излагаются в инструкциях и специальных руководствах и должны быть известны каждому, приступающему к работе с осциллографом.

Основными характеристиками электронных осциллографов, согласно ГОСТ 9810—69, являются: чувствительность S_U (мм/В) или

¹ Следует отметить, что название это условно и никакой геометрической интерпретации, подобно существующей для каналов X и Y , не имеет.

калиброванный коэффициент отклонения ($k_0 = 1/S_U$); полоса пропускания УВО; диапазон частот или длительности развертки; входное сопротивление и входная емкость УВО; коэффициент гармоник УВО; погрешности калибровки с помощью КА и КД.

В настоящее время в СССР и за границей выпускается много различных типов одно- и многолучевых (в основном двухлучевых) осциллографов. По назначению и принципу действия осциллографы условно делятся на приборы общего назначения, универсальные (импульсные), скоростные, стробоскопические, запоминающие и специальные.

Наиболее распространены универсальные осциллографы, назначением которых является наблюдение формы и измерение параметров электрических сигналов в широком диапазоне частот. Приведем в качестве примера технические данные некоторых универсальных осциллографов, выпускаемых отечественной промышленностью.

Однолучевой низкочастотный осциллограф типа С1-30 предназначен для использования в диапазоне частот от 0 до 1 МГц. Коэффициент отклонения $k_0 = 2$ мВ/см. Диапазон длительности развертки составляет 2 мкс/см — 2 с/см. Наибольшая частота синхронизации 1 МГц. Входное сопротивление УВО составляет 1 МОм, входная емкость — 50 пФ. Погрешности измерения амплитуд сигналов и временных интервалов не превышают $\pm 10\%$.

Более высокими точностями при измерениях отличается универсальный полупроводниковый однолучевой осциллограф типа С1-57. Погрешности измерения прибором амплитуд сигналов (частотой до 3 МГц) или импульсов (длительностью от 0,08 мкс до 0,2 с) не превышают $\pm 5\%$. На таком же уровне находятся погрешности измерения интервалов времени в диапазоне от 0,5 мкс до 0,2 с. Полоса пропускания усилителя вертикального отклонения 0—15 МГц, нелинейность амплитудной характеристики в этом диапазоне — не выше $\pm 5\%$. Калиброванный коэффициент отклонения регулируется в пределах от 0,01 до 5 В/дел. Длительность развертки может меняться в диапазоне от 0,1 мкс/дел до 2 мс/дел. Входное сопротивление УВО составляет 1 МОм, входная емкость — 35 пФ. Осциллограф имеет экран прямоугольной формы 48×80 мм.

Для исследования переходных и импульсных процессов малой продолжительности (наносекундной и менее), а также колебаний СВЧ служат так называемые стробоскопические (типов С7-5, С7-8) и скоростные осциллографы, описываемые далее.

Запоминающие осциллографы (типов С8-7А, С8-1 и др.) служат для запоминания и последующего воспроизведения и фотографирования однократных и периодических электрических сигналов. Свойствами «памяти» в таких осциллографах обладают специальные «запоминающие» трубки (типа 13ЛН7, 13ЛН2 и др.).

Известны регистрирующие осциллографы, сочетающие электроннолучевую трубку с устройством механической временной развертки. Запись осуществляется на высокочувствительной осциллографической бумаге световым лучом, спроецированным оптической системой с экрана трубки. Регистрируемый сигнал через усилитель поступает на отклоняющие пластины трубки, а временная развертка сигнала происходит благодаря перемещению фотобумаги с постоянной скоростью в направлении, перпендикулярном отклонению луча на экране. Эти осциллографы используются для исследования нескольких быстротекущих процессов с максимальной частотой до 100 кГц. В регистрирующем осциллографе типа Н023 используется девять трубок, в осциллографе типа Н040 — шесть.

4.5. Применение электроннолучевых осциллографов

Общие замечания. Электронный осциллограф является универсальным измерительным прибором, ввиду чего трудно перечислить все области его возможного применения.

Осциллограф широко применяется для наблюдения и фотографирования формы кривой напряжения и тока в цепях низких и высоких

частот; большое значение имеет прибор при исследовании кратковременных и импульсных явлений, происходящих, например, в быстродействующих цифровых вычислительных машинах, измерительно-вычислительных комплексах, в радиотехнических системах связи и т. д. С помощью осциллографа можно наблюдать семейства характеристик электронных ламп и полупроводниковых приборов, петлю гистерезиса магнитных материалов, определять параметры радиоприемных и телевизионных устройств, а также производить многие другие исследования.

В настоящем разделе рассматриваются некоторые примеры применения электронного осциллографа для электрических измерений.

Измерение напряжения и тока. Из принципа действия электронно-лучевой трубки следует, что осциллограф является прибором, реагирующим на изменение напряжения. Следовательно, любые физические величины, которые можно преобразовать в соответствующие изменения напряжения, могут быть исследованы с помощью осциллографа. Прибор может быть использован для непосредственного измерения напряжения и косвенного измерения тока по падению напряжения на резисторе с известным сопротивлением.

При использовании осциллографа в качестве амплитудного вольтметра измеряемое переменное напряжение подается на вход канала Y обычно при отключенном генераторе развертки. Электронный луч при этом будет прочерчивать на экране вертикальную прямую линию, длина которой при синусоидальном измеряемом напряжении будет пропорциональна его удвоенной амплитуде: $l_y = S_U \cdot 2U_m$. Зная чувствительность S_U или коэффициент отклонения луча k_o , можно найти

$$U_m = \frac{l_y}{2} k_o = \frac{l_y}{2S_U}.$$

Значение величины S_U или k_o может быть определено по положению рукоятки «Чувствительность» осциллографа или путем предварительной калибровки с помощью калибратора амплитуды. При необходимости оценить форму исследуемого напряжения включается генератор развертки.

Указанным образом можно измерять только симметричное напряжение переменного тока или же напряжение постоянного тока. Если, как это в большинстве случаев бывает, нет уверенности в том, что амплитуды положительной и отрицательной полуволн равны, измерение можно произвести следующим путем. Зафиксировав с помощью масштабной сетки начальное положение светящегося пятна (например, в центре экрана), надо измерить отклонение луча в обе стороны от этого положения. Аналогичный результат можно получить, если подать на вторую пару пластин напряжение развертки и, установив неподвижное изображение, измерить амплитуду каждой полуволны в отдельности.

Большое входное сопротивление осциллографа позволяет измерять напряжение источников, обладающих высоким внутренним

сопротивлением. В случае же быстроменяющихся процессов основным фактором, ограничивающим применение осциллографа, является собственная емкость отклоняющих пластин и подводящих проводов или входная емкость усилителя, если испытуемое напряжение подается через усилитель. В этом случае постоянная времени входной цепи осциллографа с учетом сопротивления участка схемы, с которого снимается измеряемое напряжение, должна быть существенно меньше длительности импульса или периода изменения исследуемого процесса.

При косвенном измерении высокочастотных токов с помощью осциллографа следует учитывать влияние индуктивности резистора (шунта), на котором создается измеряемое падение напряжения. Точность измерения напряжений и токов с помощью осциллографа невелика (погрешность обычно 5—10%), что объясняется влиянием нестабильности коэффициента усиления УВО и нелинейностью его амплитудной характеристики, ограниченной точностью калибровки чувствительности, конечными размерами пятна на экране, изменением чувствительности трубки.

Однако часто осциллограф является единственным прибором, с помощью которого возможно измерить напряжение (ток). Это относится к тем случаям, когда, например, необходимо измерить мгновенное значение напряжения, оценить максимальное напряжение переднего и заднего фронта импульса и т. п.

Измерение частоты и фазы. Измерения частоты и фазы электрических колебаний при помощи осциллографа широко распространены. Измерение частоты в общем случае производится путем сравнения исследуемых колебаний с колебаниями известной частоты. Весьма удобным приемом является одновременная фиксация на экране двухлучевого осциллографа (или однолучевого — с помощью электронного переключателя) двух колебаний, частота одного из которых заранее известна. Аналогичные результаты могут быть получены сравнением периода напряжения измеряемой частоты с периодом развертки или наложением на осциллограмму меток времени с использованием калибратора длительности. Основным преимуществом этих способов измерения частоты является возможность исследования колебаний любой формы, недостатком — невысокая точность.

Более точные результаты могут быть получены при сравнении двух колебаний синусоидальной формы методом фигур Лиссажу.

Подавая на одну из пар пластин синусоидальное напряжение определенной частоты, а на другую — исследуемое напряжение, можно в ряде случаев по виду фигуры Лиссажу судить о частоте или сдвиге фазы неизвестного напряжения. На рис. 4.16 показаны фигуры Лиссажу для нескольких простых случаев соотношения частот и углов сдвига фаз.

Определение частоты этим способом основано на том, что любая фигура Лиссажу вписывается в прямоугольник, стороны которого

соответственно равны удвоенным амплитудам складываемых колебаний.

Отношение числа касаний неподвижной фигуры на экране с одной из вертикальных сторон прямоугольника n к числу касаний той же фигуры с одной из горизонтальных его сторон m характеризует кратность частот сравниваемых колебаний.

Если напряжение измеряемой частоты f_x подано на вход Y осциллографа, а напряжение известной частоты f_0 — на вход X , получим соотношение $f_x/f_0 = m/n$, из которого может быть определена частота f_x .

Обычно стремятся производить сравнение частот, подбирая частоту образцового генератора равной частоте измеряемых колебаний, так как при этом фигура имеет простейший вид — круг, эллипс, прямая (см. рис. 4.16).

Иногда добиться неподвижности фигуры Лиссажу трудно вследствие нестабильности сравниваемых частот. Поэтому, измерив частоту вращения фигуры Δf , можно ввести поправку:

$$f_x = f_0 \frac{m}{n} \pm \Delta f.$$

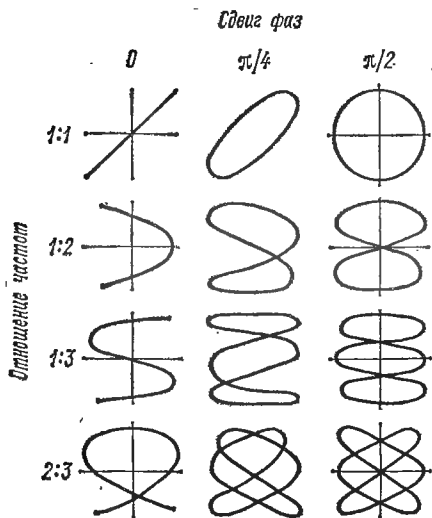


Рис. 4.16. Фигуры Лиссажу

Знак поправки зависит от направления вращения фигуры.

Этот метод, дающий высокую точность, определяемую точностью генератора известной частоты, целесообразно применять только при относительно небольшой кратности измеряемой и известной частот, обычно не превышающей 6—8, и Δf , равной примерно 2—3.

Если же сравниваемые частоты различаются значительно, то фигуры Лиссажу становятся запутанными и поддаются расшифровке с большим трудом. Поэтому в подобных случаях предпочтительнее пользоваться круговой разверткой.

В этом случае одно из напряжений с более низкой (известной) частотой через фазосдвигающую цепь подается на входы X и Y осциллографа, как показано на рис. 4.14. Напряжение более высокой частоты (неизвестной) подводится к модулирующему электроду (канал Z). Изображение окружности на экране в этом случае получается пунктирным. По числу светящихся штрихов на окружности судят о соотношении сравниваемых частот.

Определить фазовые сдвиги между двумя напряжениями можно путем одновременного наблюдения двух кривых на экране осцилло-

графа. Кроме того, сдвиг фаз может быть измерен и при помощи фигур Лиссажу. На рис. 4.17 показаны фигуры Лиссажу, получающиеся при подаче на пластины осциллографа двух синусоидальных колебаний одинаковой частоты и амплитуды, но отличающихся по фазе. Если на полученной осциллограмме построить оси, как это показано на рис. 4.17, то искомый фазовый сдвиг

$$\varphi = \arcsin(B/A).$$

Оси осциллограммы удобнее всего построить, снимая поочередно напряжения с каждой пары отклоняющих пластин. Получающиеся при этом прямые линии и будут осями осциллограммы.

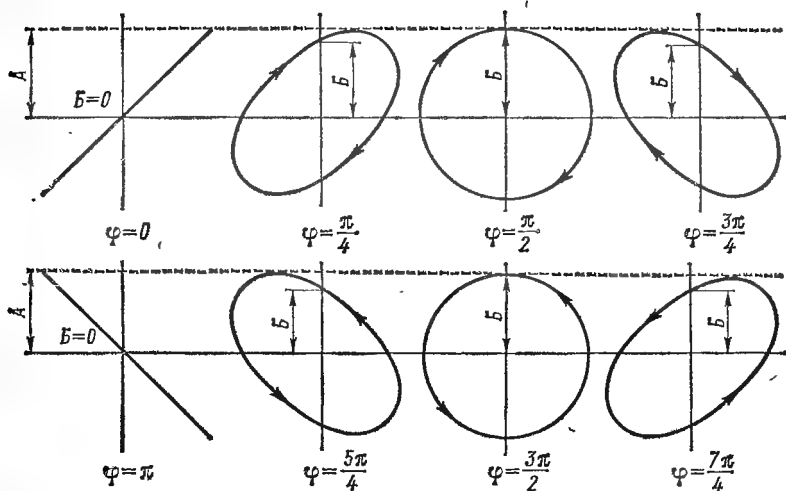


Рис. 4.17. Фигуры Лиссажу, используемые для измерения фазовых сдвигов

Более высокую точность измерения можно получить, включая регулируемое фазовращающее устройство последовательно в цепь одной пары отклоняющих пластин. Фазовый сдвиг регулируется до тех пор, пока эллипс на экране осциллографа не превратится в прямую линию. Измеряемая разность фаз в этом случае отсчитывается непосредственно по шкале фазовращателя.

Фазовый сдвиг можно определить также и при помощи круговой развертки. Один из способов измерения заключается в следующем. Одно из напряжений используется для получения круговой развертки. Затем оба напряжения с помощью формирующего устройства преобразуются в серию кратковременных импульсов (соответствующих обычно моменту перехода кривых через нуль в положительном направлении). Эти импульсы подаются на модулирующий электрод трубки, образуя на осциллограмме затемненные метки, расстояние между которыми соответствует искомой разности фаз.

Измерение сопротивлений. Электронный осциллограф используется для измерения полных сопротивлений и их активных и реактивных составляющих. Одна из схем для таких измерений изображена на рис. 4.18, где Z_x — измеряемое сопротивление; R_2 — переменный резистор.

При включении осциллографа перед началом измерений необходимо установить одинаковую чувствительность по осям Y и X . Это выполняется регулировкой усиления каналов Y и X осциллографа.

При данной схеме включения осциллографа на экране получим изображение эллипса. Изменением сопротивления резистора R_2 добиваются равных отклонений луча по горизонтали и вертикали. В этом случае падение напряжения на R_2 будет равно падению напряжения на Z_x , что соответствует условию $Z = R_2$, где Z — модуль искомого полного сопротивления.

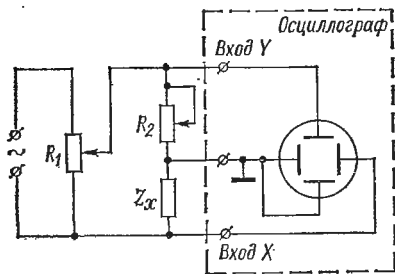


Рис. 4.18. Схема измерения сопротивлений с помощью осциллографа

Синус угла сдвига фаз определяется по изображению эллипса, как было показано ранее (рис. 4.17). Зная значение Z и $\sin \varphi$, можно найти составляющие X и R полного сопротивления по формулам:

$$X = Z \sin \varphi; \quad R = \sqrt{Z^2 - X^2}.$$

Исследование импульсов. В процессе исследования импульсов измеряется их амплитуда и длительность, длительность фронтов и т. д. Эти параметры могут быть измерены с помощью калибраторов амплитуды и длительности, имеющих в любом современном осциллографе.

При измерении амплитуды импульса осциллограф используется, как было описано ранее, в качестве амплитудного вольтметра.

Длительность импульса или его фронта, а также интервал между импульсами измеряются различными способами. Все они в общем случае сводятся к тому, что измеряемая длительность временного интервала сравнивается с длительностью развертки или с периодом напряжения, вырабатываемого образцовым генератором. Ждущая развертка запускается импульсом, который является опорным. Длительность развертки регулируется так, чтобы на экране были видны одновременно опорный импульс и импульс, которым заканчивается измеряемый интервал — стоп-импульс (рис. 4.19, а).

Если известна скорость развертки, то интервал между импульсами можно определить по расстоянию между ними. Для более точных измерений на экран подаются фиксированные метки от временного калибратора (генератора меток). Вместо фиксированных меток можно применить подвижную метку (рис. 4.19, б), иногда называемую стробирующим сигналом. Эту метку перемещают по линии развертки от опорного до измеряемого импульса. В этом случае отсчет времени производится по положению рукоятки, управляющей перемещением стробирующего сигнала. Передвижение метки по экрану происходит за счет изменения времени задержки ее относительно опорного импульса.

Для измерения длительности импульса метки времени накладываются на его изображение путем подачи напряжения генератора меток на пластины У или на модулирующий электрод трубки. Соответствующие осциллограммы показаны на рис. 4.20, а и б.

Наряду с линейной разверткой при измерении длительности или периода следования импульсов может быть использована круговая развертка. Этот способ заключается в сравнении длительности измеряемого временного интервала с длительностью (периодом) круговой развертки.

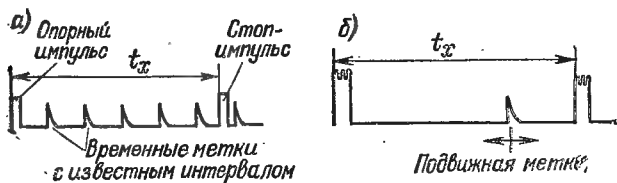


Рис. 4.19. Измерение интервала времени между двумя импульсами с использованием фиксированных меток (а) и подвижной метки (б)

Рассмотренные способы измерения параметров импульсов применимы, если исследуемые импульсы периодически повторяются. Для изучения однократно протекающих импульсных процессов необходимо применять осциллографы, электроннолучевые трубки которых обладают послесвечением.

Исследование импульсов наносекундной длительности. Ряд областей современной науки и техники характеризуется стремлением использовать все более короткие импульсы, длительность которых измеряется единицами и даже десятками долями наносекунд (10^{-9} — 10^{-10} с). Сюда относятся ядерная физика, вычислительная техника, высокочастотная радиотехника и др.

Исследование импульсов столь малой длительности с помощью обычных осциллографов невозможно. Для этой цели, как уже отмечалось, строятся скоростные осциллографы, использующие специальные электроннолучевые трубки с отклоняющими электродами типа бегущей волны. Такие трубки позволяют получить полосу пропускания до 3000 МГц. Однако необходимость при таких частотах подавать сигнал непосредственно на отклоняющие пластины (без вспомогательного усилителя) приводит к чрезвычайно низкой (0,2—0,3 мм/В) чувствительности осциллографа. Поэтому в настоящее время получают распространение так называемые стробоскопические методы осциллографирования, позволяющие исследовать импульсы наносекундной и меньшей длительности с помощью обычных электроннолучевых трубок.

Стробоскопическое осциллографирование базируется на том же эффекте кажущегося замедления быстропеременного процесса, который был использован при построении известных механических и электрических стробоскопов.

Принцип работы стробоскопического осциллографа основан на измерении мгновенных значений повторяющихся сигналов, поступающих на его вход, с помощью коротких так называемых «стробирующих» импульсов (строб-импульсов) напряжения.

Сигналы и строб-импульсы поступают на входное (переключающее) устройство, которое выполняет роль ключа, отпирающегося только на время действия строб-импульса. Строб-импульсы автоматически сдвигаются во времени относительно сигнала при каждом повторении и таким образом последовательно

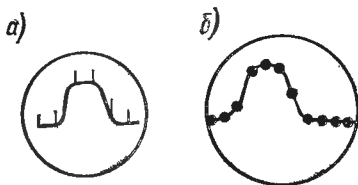


Рис. 4.20. Метки времени при измерении длительности импульса

считывают его по точкам (рис. 4.21, а и б). Поэтому во входном устройстве происходит как бы модуляция сигналом строб-импульсов по амплитуде и одновременно производится их расширение. На выходе преобразователя создается последовательность расширенных импульсов, огибающая амплитуд которых повторяет форму сигнала. Эта последовательность импульсов, в свою очередь, циклически повторяется.

После выделения огибающей импульсов на выходе преобразователя получается сигнал, идентичный исследуемому, но «растянутый» (рис. 4.21, в), трансформированный во времени. Этот сигнал усиливается импульсным усилителем и воспроизводится на экране обычной электроннолучевой трубки.

Масштаб увеличения длительности сигнала (коэффициент «трансформации времени»)

$$k_{\text{тр}} = \frac{nT_{\text{п}}}{t_{\text{с}}},$$

где $T_{\text{п}}$ — период повторения строб-импульсов; $t_{\text{с}}$ — длительность исследуемого импульса; n — число точек считывания сигнала в течение длительности $t_{\text{с}}$.

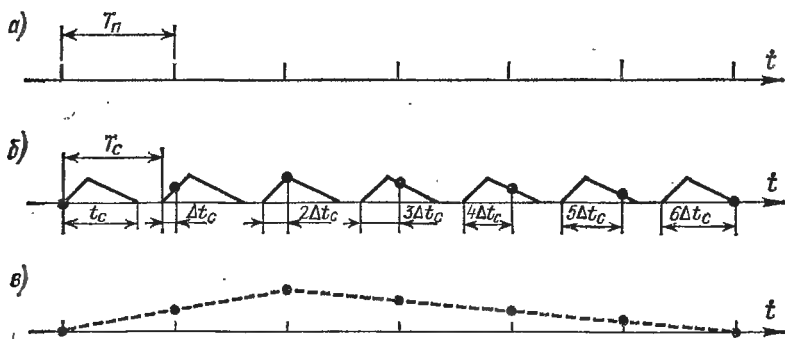


Рис. 4.21. Принцип стробоскопического преобразования сигнала

Существенным обстоятельством является то, что стробоскопический осциллограф может работать не только с периодическими сигналами. Достаточно, чтобы сигналы были просто повторяющимися и имели одинаковую форму и параметры. Стробоскопический осциллограф является сложным электронным измерительным прибором. Его устройство и особенности описаны в специальной литературе¹. Современные стробоскопические осциллографы, обладая коэффициентом отклонения 10—200 мВ/см, позволяют наблюдать импульсы, длительность фронта которых составляет примерно десятые доли наносекунд.

Промышленностью выпускаются стробоскопические осциллографы с цифровым отсчетом (например, С7-9), которые предназначены для исследования формы одного или двух синхронно связанных повторяющихся электрических сигналов длительностью от 0,2 до 100 мкс, амплитудой от 10 мВ до 16 В путем визуального наблюдения, фотографирования или записи на двухкоординатный самописец и измерения амплитудных и временных параметров сигналов с отсчетом в цифровой форме.

¹ Рябинин Ю. А. Стробоскопическое осциллографирование. — М.: Советское радио, 1972.

ИЗМЕРЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН МЕТОДАМИ СРАВНЕНИЯ С МЕРОЙ

5.1. Общие сведения

Принципы измерения электрических величин методом сравнения с мерой. Сравнение измеряемой величины с мерой происходит при любом измерении. Однако в приборах непосредственной оценки мера измеряемой величины в процессе измерения не используется. В этом случае измеряемая величина преобразуется в другую (промежуточную), которая сравнивается с мерой промежуточной величины, а мера измеряемой величины используется при градуировке прибора. Например, в электромеханических приборах измеряемая электрическая величина преобразуется во вращающий момент, который сравнивается с противодействующим моментом упругих элементов.

В большой группе средств измерений реализуется метод сравнения измеряемой величины с мерой этой величины и измерения заключаются в установлении равенства или определенного соотношения между значениями измеряемой величины и меры.

В приборах и устройствах сравнения может быть использована мера, однородная с измеряемой величиной или неоднородная. Например, при измерении индуктивности с помощью моста переменного тока в качестве меры можно использовать емкость конденсатора. В этих случаях определение значения измеряемой величины производится на основании известной математической зависимости измеряемой величины от меры, реализуемой в средстве измерения.

Все известные методы сравнения по характеру самой операции сравнения можно разделить на методы одновременного и разновременного сравнения.

Метод одновременного сравнения. Метод характеризуется одновременным участием измеряемой величины и меры в процессе измерения и объединяет следующие известные методы сравнения: а) нулевой, б) дифференциальный и в) совпадения. На основе нулевого метода осуществляются широко применяемые на практике приборы сравнения в виде мостов и потенциометров (компенсаторов) постоянного и переменного тока с полным ручным или автоматическим уравниванием.

Дифференциальный метод может быть применен с использованием приборов непосредственной оценки или сравнения для измерения разности значений двух величин (см. гл. 1).

Метод совпадения может быть применен для определения значения измеряемой величины с использованием специальных средств (см. гл. 1) или приборов общего назначения, например электронно-лучевого осциллографа, при помощи которого можно измерить частоту сигнала (см. § 4.5).

Метод разновременного сравнения. Разновременное сравнение означает разновременное участие измеряемой величины и меры в процессе измерения. Измерение в этом случае распадается на два этапа и результат измерения определяется по двум измерениям: с участием измеряемой величины на первом этапе и меры — на втором.

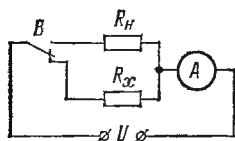


Рис. 5.1. Схема измерения сопротивления методом замещения

переключателя B по показанию амперметра A получим значения токов: $I_x = \frac{U}{R_x}$ и $I_n = \frac{U}{R_n}$.

Измеряемая величина определяется из соотношения

$$R_x = \frac{I_n}{I_x} R_n. \quad (5.1)$$

5.2. Общая теория мостовых схем

Основные соотношения. Мостовые схемы широко применяются в электроизмерительной технике для измерения сопротивления, индуктивности, емкости, добротности катушек, угла потерь конденсаторов, взаимной индуктивности и частоты. На основе мостовых схем создаются приборы для измерения неэлектрических величин (например, температуры, малых перемещений) и различные автоматические и телемеханические устройства.

Широкое применение мостовых схем объясняется большой точностью измерений, высокой чувствительностью, возможностью измерения различных величин и т. д.

Схема одинарного моста переменного тока приведена на рис. 5.2. Плечи моста $a-b$, $b-v$, $a-z$ и $z-v$ содержат в общем случае комплексные сопротивления Z_1 , Z_2 , Z_3 и Z_4 .

В диагональ $b-z$, называемую выходной, включается нагрузка (в частном случае — нуль-индикатор) с сопротивлением Z_0 .

Зависимость тока I_0 в нагрузке от параметров моста и напряжения питания U , найденная каким-либо способом, например с помощью законов Кирхгофа, равна:

$$I_0 = \dot{U} \frac{Z_1 Z_4 - Z_2 Z_3}{Z_0 (Z_1 + Z_2) (Z_3 + Z_4) + Z_1 Z_2 (Z_3 + Z_4) + Z_3 Z_4 (Z_1 + Z_2)}. \quad (5.2)$$

Равновесие моста имеет место при подборе плеч, так чтобы $I_0 = 0$, т. е. при

$$Z_1 Z_4 = Z_2 Z_3. \quad (5.3)$$

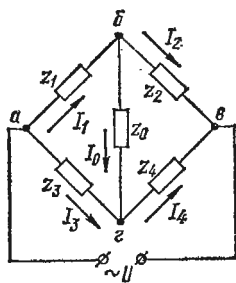


Рис. 5.2. Схема одинарного моста

В развернутой форме выражения комплексов полных сопротивлений плеч имеют вид:

$$\begin{aligned} Z_1 &= R_1 + jX_1; & Z_3 &= R_3 + jX_3; \\ Z_2 &= R_2 + jX_2; & Z_4 &= R_4 + jX_4. \end{aligned} \quad (5.4)$$

Подставив значения Z_1, Z_2, Z_3 и Z_4 в (5.3), получим два равенства для мнимых и вещественных членов:

$$\begin{aligned} R_1R_4 - X_1X_4 &= R_2R_3 - X_2X_1; \\ R_1X_4 + R_4X_1 &= R_2X_3 + R_3X_2. \end{aligned} \quad (5.5)$$

Наличие двух уравнений равновесия означает необходимость регулирования не менее двух параметров моста переменного тока для достижения равновесия.

Условия равновесия моста могут быть выражены иным способом, указывающим, как должны быть расположены плечи моста.

Учитывая, что

$$\begin{aligned} Z_1 &= z_1 e^{j\varphi_1}; & Z_3 &= z_3 e^{j\varphi_3}; \\ Z_2 &= z_2 e^{j\varphi_2}; & Z_4 &= z_4 e^{j\varphi_4}, \end{aligned}$$

где z_1, z_2, z_3, z_4 — модули полных сопротивлений плеч; $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3, \varphi_4$ — углы сдвига тока относительно напряжения в соответствующих плечах, равенство (5.3) можно представить так:

$$z_1 z_4 e^{j(\varphi_1 + \varphi_4)} = z_2 z_3 e^{j(\varphi_2 + \varphi_3)}. \quad (5.6)$$

Отсюда

$$\begin{aligned} z_1 z_4 &= z_2 z_3; \\ \varphi_1 + \varphi_4 &= \varphi_2 + \varphi_3. \end{aligned} \quad (5.7)$$

Уравнения (5.5) и (5.7) равносильны и обязательны для достижения равновесия моста.

Последнее условие ($\varphi_1 + \varphi_4 = \varphi_2 + \varphi_3$) указывает, при каком расположении плеч, в зависимости от их характера, можно уравновесить схему. Если смежные плечи, например третье и четвертое, имеют чисто активные сопротивления R_3 и R_4 , т. е. $\varphi_3 = \varphi_4 = 0$, то два других смежных плеча могут иметь или индуктивный или емкостный характер.

Если противоположные плечи чисто активные, то одно из двух других должно быть индуктивным, а другое — емкостным.

В мостах переменного тока часто применяются электронные нуль-индикаторы, входное сопротивление которых приближенно можно считать равным бесконечности. Для этого случая напряжение между точками b и g можно определить по формуле

$$\dot{U}_{b-g} = \dot{U} \frac{Z_1 Z_4 - Z_2 Z_3}{(Z_1 + Z_2)(Z_3 + Z_4)}.$$

Если в уравновешенном мосте какое-нибудь плечо, например Z_1 , получит малое приращение ΔZ_1 , то, пренебрегая величиной ΔZ_1

в знаменателе, получим

$$\dot{U}_{б-г} \approx \dot{U} \frac{\Delta Z_1 Z_4}{(Z_1 + Z_2)(Z_3 + Z_4)}. \quad (5.8)$$

Мосты, в которых измеряемая величина определяется из условия равновесия (5.3), называются уравновешенными. В ряде случаев измеряемая величина может определяться по значению тока или напряжения выходной диагонали моста. Такие мосты называются неуравновешенными.

Схема моста постоянного тока не отличается от рассмотренной схемы рис. 5.2. Плечи моста постоянного тока $a - б$, $б - в$, $а - г$ и $г - в$ имеют соответственно активные сопротивления R_1 , R_2 , R_3 и R_4 , а в диагональ $б - г$ включается нуль-индикатор постоянного тока, например магнитоэлектрический гальванометр с сопротивлением R_r .

Ток в цепи гальванометра для моста постоянного тока

$$I_0 = U \frac{R_1 R_4 - R_2 R_3}{R_r (R_1 + R_2)(R_3 + R_4) + R_1 R_2 (R_3 + R_4) + R_3 R_4 (R_1 + R_2)}. \quad (5.9)$$

Если мост уравновешен, ток в диагонали $б - г$ равен нулю; для этого необходимо, чтобы

$$R_1 R_4 = R_2 R_3. \quad (5.10)$$

Равенство (5.10) показывает возможность подключения измеряемого сопротивления в любое плечо моста и определение его значения через сопротивления трех других плеч.

Процесс измерения с помощью моста заключается в том, что в одно из плеч моста (например, $а - б$) включают резистор с неизвестным сопротивлением R_x и, изменяя одно или несколько сопротивлений плеч, добиваются отсутствия тока в цепи гальванометра. Тогда на основании (5.10)

$$R_x = R_2 \frac{R_3}{R_4}. \quad (5.11)$$

Принято R_3 и R_4 называть плечами отношения, R_2 — плечом сравнения.

Чувствительность мостов. Важной характеристикой мостовой схемы является ее чувствительность, под которой понимается предел отношения приращения выходного сигнала $\Delta \dot{y}$ к приращению входной величины $\Delta \dot{x}$, когда последнее стремится к нулю, т. е.

$$\dot{S}_{м.с} = \lim_{\Delta \dot{x} \rightarrow 0} \frac{\Delta \dot{y}}{\Delta \dot{x}}.$$

Выходным сигналом мостовой схемы может быть ток, напряжение или мощность. Входной величиной является измеряемая величина (сопротивление, индуктивность и др.). В соответствии с этим различают чувствительность мостовой схемы по току, напряжению и мощности. Приблизленно чувствительность мостовой схемы можно определить как отношение конечных приращений измеряемой

величины и выходного сигнала вблизи равновесия:

$$\dot{S}_{м.с} \approx \frac{\Delta \dot{y}}{\Delta \ddot{x}}. \quad (5.12)$$

При наличии нуль-индикатора чувствительность моста равна произведению чувствительностей мостовой схемы и нуль-индикатора (см. гл. 1).

В мостах переменного тока обычно используются нуль-индикаторы, имеющие практически бесконечное сопротивление. По этой причине, как правило, определяют чувствительность мостов переменного тока по напряжению. Относительная чувствительность мостовой схемы переменного тока по напряжению

$$\dot{S}_{мU} = \frac{\dot{U}_{\delta-z}}{\dot{\varepsilon}}, \quad (5.13)$$

где $\dot{\varepsilon} = \Delta Z_1 / Z_1$.

В формуле (5.8) разделим числитель и знаменатель на $Z_1 Z_4$ и подставим значение $\dot{U}_{\delta-z}$ в формулу (5.13):

$$\dot{S}_{мU} = \dot{U} \frac{1}{(1 + Z_2/Z_1)(1 + Z_3/Z_4)}.$$

Обозначим $\dot{K} = Z_2/Z_1$; тогда, принимая во внимание условие равновесия моста ($Z_1 Z_4 = Z_2 Z_3$), получим

$$\dot{S}_{мU} = \dot{U} \frac{1}{(1 + \dot{K})(1 + 1/\dot{K})} = \dot{U} \frac{\dot{K}}{(1 + \dot{K})^2} = \dot{U} \dot{A}.$$

Определим, при каких условиях чувствительность моста будет наибольшей. Представим $\dot{K} = a + jb$.

Обозначим $a = m \cos \theta$ и $b = m \sin \theta$. Тогда

$$|A| = \frac{m}{1 + 2m \cos \theta + m^2}.$$

При условии $m = 1$ и $\theta = \pi$ правая часть данного выражения обращается в бесконечность и, следовательно, чувствительность моста при этих условиях теоретически равна бесконечности.

Условия $m = 1$ и $\theta = \pi$ означают, что мост должен быть симметричным ($Z_1 = Z_2$ и $Z_3 = Z_4$) и фазовый угол плеч, расположенных по обе стороны индикатора равновесия, равен $\pm \pi$, т. е. плечи моста должны попеременно иметь индуктивный и емкостный характер. Практически из-за наличия потерь точно выполнить условие $\theta = \pi$ невозможно.

На основании уравнения (5.12) выражение чувствительности мостовой схемы постоянного тока по току, напряжению и мощности можно представить так:

$$S_{мI} = \frac{\Delta I}{\Delta R_1}; \quad S_{мU} = \frac{\Delta U}{\Delta R_1}; \quad S_{мP} = \frac{\Delta P}{\Delta R_1},$$

где ΔI , ΔU и ΔP — соответственно приращение тока, напряжения

и мощности в диагонали моста при изменении сопротивления плеча на значение ΔR_1 .

При применении в качестве нуль-индикатора магнитоэлектрического гальванометра чувствительность моста

$$S_m = S_{mI} S_I = \frac{\Delta I}{\Delta R_1} \frac{\Delta \alpha}{\Delta I} = \frac{\Delta \alpha}{\Delta R_1}, \quad (5.14)$$

где $\Delta \alpha$ — отклонение подвижной части гальванометра.

По выражению (5.14) определяют абсолютную чувствительность моста постоянного тока. На практике удобно оценивать чувствительность моста к относительному изменению сопротивления

$$S'_m = \frac{\Delta \alpha}{\frac{\Delta R_1}{R_1} 100}. \quad (5.15)$$

Как видно из формулы (5.15), чувствительность моста к относительному изменению сопротивления выражается в делениях на процент изменения сопротивления плеча R_1 .

Если мост предварительно уравновесить, а затем одному из плеч, например первому, дать приращение сопротивления ΔR_1 , то в диагонали моста возникнет ток ΔI . При малом приращении сопротивления ΔR_1 по сравнению с сопротивлением R_1 плеча приращение тока ΔI с учетом уравнения (5.9) можно выразить следующей формулой:

$$\Delta I \approx U \frac{\Delta R_1 R_4}{R_r (R_1 + R_2) (R_3 + R_4) + R_1 R_2 (R_3 + R_4) + R_3 R_4 (R_1 + R_2)}, \quad (5.16)$$

т. е. вблизи равновесия моста ток в диагонали в первом приближении изменится пропорционально приращению сопротивления одного из плеч.

Представляют интерес оптимальные параметры моста, при которых его относительная чувствительность будет наибольшей.

В частном случае для четырехплечего моста, в котором гальванометр включен через усилитель, можно считать $R_r = \infty$ и по аналогии с мостом переменного тока

$$S_{mU} = U \frac{1}{(1 + R_2/R_1)(1 + R_3/R_4)}.$$

Пусть $R_2 = mR_1$, $R_3 = nR_1$, тогда

$$R_4 = \frac{R_2 R_3}{R_1} = mnR_1;$$

$$S_{mU} = U \frac{1}{\left(1 + \frac{mR_1}{R_1}\right) \left(1 + \frac{R_1}{mnR_1}\right)} = U \frac{m}{(1+m)^2}.$$

Условие наибольшей чувствительности моста определим из

$$\frac{dS_{mU}}{dm} = 0.$$

Отсюда $m = 1$, т. е. $R_1 = R_2$ и $R_3 = R_4$.

В рассмотренных мостах постоянного тока чувствительность пропорциональна напряжению источника питания. Допустимая рассеиваемая мощность в плечах моста ограничивает напряжение питания моста.

Увеличение чувствительности моста достигается в некоторых случаях питанием моста импульсным напряжением прямоугольной формы.

Сходимость мостов переменного тока. Как указывалось выше, для уравнивания моста переменного тока необходима поочередная регулировка не менее двух параметров схемы. Поэтому при проектировании мостов переменного тока возникает вопрос о сходимости моста. Под сходимостью понимается способность моста достигать состояния равновесия большим или меньшим числом поочередных переходов от регулировки одного параметра к регулировке другого.

5.3. Мосты для измерения сопротивления на постоянном токе

Одинарные мосты постоянного тока. Одинарными мостами постоянного тока принято называть четырехплечие мосты с питанием от источника постоянного тока. Они широко используются для измерения сопротивления на постоянном токе. Известен ряд конструкций этих приборов с различными характеристиками. Погрешность моста зависит от пределов измерения и указывается обычно в паспорте моста.

Конструктивно мосты оформляются в виде переносных приборов; они рассчитаны на работу с собственным или наружным нуль-индикатором. При измерении малых сопротивлений на результат измерения существенное влияние оказывают сопротивления контактов и соединительных проводов, суммируемые с измеряемым сопротивлением. Для уменьшения этого влияния используют специальные способы присоединения R_x к мосту, для чего мост имеет четыре зажима (рис. 5.3). При измерении сопротивлений от 10 до 10^6 Ом зажимы 1 и 2, а также 3 и 4 замыкаются перемычками и резистор с измеряемым сопротивлением подключается к зажимам 2 и 3, как это показано на рис. 5.3 сплошными линиями. В этом случае соединения между точками А и 4, Б и 1 отсутствуют. Сопротивление R_x измеряется вместе с сопротивлением контактов и проводов, при помощи которых оно подключается к зажимам 2 и 3. При измерении малых сопротивлений (меньших 10 Ом) погрешность, вносимая соединительными проводами и контактами, может оказаться большой. Уменьшить ее можно, подключив измеряемый резистор к четырем зажимам — 1 и 2, 3 и 4. При этом перемычки между точками 1 и 2, 3 и 4 снимаются, а точки А и 4, Б и 1 соединяются между собой (штриховые линии).

В этом случае сопротивление провода от R_x к зажиму 2 входит в плечо сопротивлением R , а сопротивление провода от R_x к зажиму

му 3 — в плечо сопротивлением R_1 . Сопротивления R и R_1 значительно больше сопротивлений проводов. Сопротивления проводов от зажимов R_x к зажимам 1 и 4 входят в сопротивления диагоналей моста.

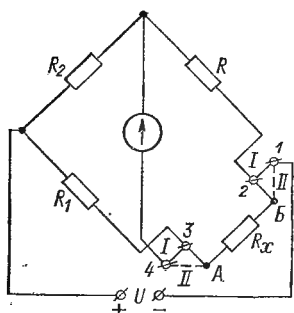


Рис. 5.3. Схема двухзажимного (I) и четырехзажимного (II) включения измеряемого сопротивления

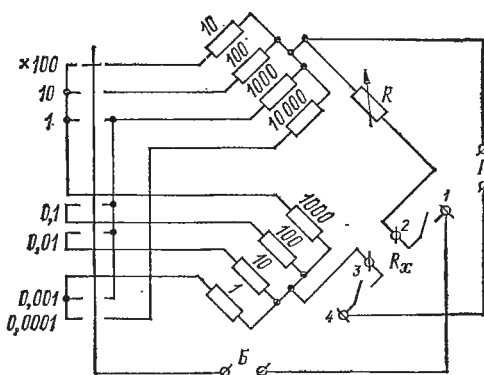


Рис. 5.4. Схема одинарного моста, выпускаемого промышленностью

На рис. 5.4 показана упрощенная схема одного из одинарных мостов, где Г и Б — соответственно зажимы для гальванометра и батареи.

При измерении весьма малых сопротивлений рассматриваемый мост имеет большие погрешности из-за низкой чувствительности. Повышение чувствительности увеличением тока питания ограничивается допустимой мощностью, рассеиваемой в плечах моста. Этому недостатка лишены двойные мосты.

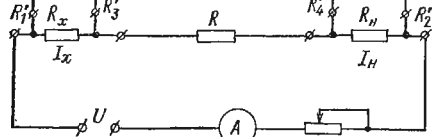


Рис. 5.5. Схема двойного моста

Двойные мосты для измерения малых сопротивлений. Наиболее распространенной схемой, в которой влияние проводов и контактов сведено к минимуму, является схема двойного моста (рис. 5.5). Сопротивления плеч моста обозначены через R с соответствующими индексами, а сопротивления соединительных проводов и контактов — через R'_1 , R'_2 и т. д.

Определим условие равновесия моста, полагая для простоты анализа, что сопротивления соединительных проводов и контактов входят в значения сопротивлений, обозначенных буквами с соот-

ветствующими индексами. При равновесии моста имеем:

$$I_1 = I_2; \quad I_3 = I_4; \quad I_x = I_n;$$

$$I_x R_x + I_3 R_3 = I_1 R_1;$$

$$I_n R_n + I_4 R_4 = I_2 R_2;$$

$$I_3 R_3 + I_4 R_4 = (I_x - I_3) R.$$

Решив эти уравнения относительно R_x , найдем

$$R_x = R_n \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_4 R}{R + R_3 + R_4} \left(\frac{R_1}{R_2} - \frac{R_3}{R_4} \right). \quad (5.17)$$

Из уравнения (5.17) следует, что если выполнить условие $\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}$, то второй член уравнения (5.17) будет равен нулю и измеряемое сопротивление R_x определится из равенства:

$$R_x = R_n \frac{R_1}{R_2}. \quad (5.18)$$

Для того чтобы некоторая неточность выполнения условия $\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}$ не создавала заметной погрешности при использовании формулы (5.18), сопротивление R стремятся сделать как можно меньшим. С этой целью соединительный провод R изготавливается в виде короткого отрезка достаточно толстого медного провода или шины.

Сопротивления R_1 , R_2 , R_3 и R_4 должны быть не меньше 10 Ом каждое, чтобы влияние сопротивлений соединительных проводов и контактов было малым.

Таблица 5.1

Схема	Предел измерения, Ом	Класс точности
Двойной мост	0,000001—0,00001	1,0
	0,00001—0,0001	0,5
	0,0001—0,001	0,1
	0,001—100,0	0,05
Одинарный мост	50—100 000	0,05
	100 000—1 111 000	0,5

Двойные мосты выполняются с постоянным или с переменным отношением плеч. Гальванометр в момент равновесия может быть замкнут на небольшое сопротивление, поэтому при выборе гальванометра следует предпочесть приборы с малым внешним критическим сопротивлением и возможно большей чувствительностью по напряжению.

С целью расширения пределов измерения в промышленных приборах двойные мосты совмещаются с одинарными, обеспечивая широкие пределы измерений. Погрешность двойного моста зависит от пределов измерения: так, например, мост типа Р329 имеет классы точности, указанные в табл. 5.1.

5.4. Мосты переменного тока для измерения емкости и угла потерь конденсаторов, индуктивности и добротности катушек и частоты

В соответствии с условиями равновесия моста переменного тока (5.3), (5.5) и (5.7) схемы мостов для измерения емкости, угла потерь конденсаторов, индуктивности и добротности катушек могут иметь различные варианты включения в плечи измеряемых и образцовых резисторов, катушек индуктивностей и конденсаторов.

В табл. 5.2 приведены комбинации соединений плеч, образующих различные мосты переменного тока.

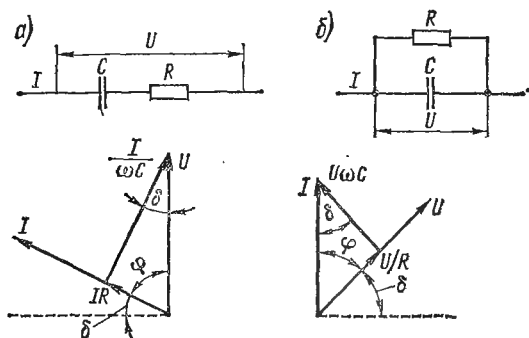


Рис. 5.6. Последовательная (а) и параллельная (б) эквивалентные схемы и векторные диаграммы конденсатора с потерями

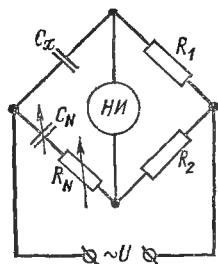


Рис. 5.7. Схема моста для измерения емкости и угла потерь конденсатора с последовательным включением C_N и R_N

Мосты для измерения емкости и угла потерь конденсаторов. При измерении емкости конденсатора следует учесть, что он обычно обладает потерями, т. е. в нем поглощается активная мощность. Реальный конденсатор представляется эквивалентной схемой в виде идеальной емкости, последовательно или параллельно соединенной с активным сопротивлением, обуславливающим возникновение эквивалентных потерь. Ток в цепи такого конденсатора опережает напряжение на угол, меньший 90° .

На рис. 5.6, а и б приведены эквивалентные схемы и векторные диаграммы конденсатора с потерями, из которых следует: $\operatorname{tg} \delta = \omega RC$ (а) и $\operatorname{tg} \delta = 1/(\omega RC)$ (б).

Для измерения емкости конденсаторов с малыми потерями схема моста показана на рис. 5.7. Как видно, в этом случае использована

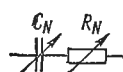
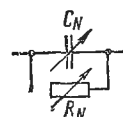
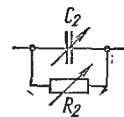
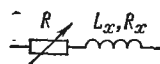
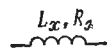
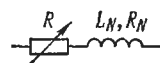
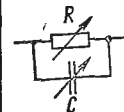
Номер схемы	Назначение моста	Плечи моста				Примечание
		Z_1	Z_2	Z_3	Z_4	
1	Измерение емкости и угла потерь конденсатора с малыми потерями					—
2	Измерение емкости и угла потерь конденсатора с большими потерями					—
3	Измерение угла потерь изоляционных материалов при высоком напряжении					Точка соединения в (рис. 5.2) заземляется
4	Измерение индуктивности с использованием образцовой индуктивности					$R_x < R_N$
5	Измерение индуктивности с использованием образцовой индуктивности					$R_x > R_N$
6	Измерение индуктивности с использованием образцовой емкости					—

схема № 1 измерения емкости конденсатора (табл. 5.2). Для анализа используем эквивалентную схему рис. 5.6, а.

Полные сопротивления плеч в данном случае равны:

$$Z_1 = R_x + \frac{1}{j\omega C_x}; \quad Z_3 = R_N + \frac{1}{j\omega C_N}; \\ Z_2 = R_1; \quad Z_4 = R_2.$$

Подставив эти выражения в формулу равновесия моста, будем иметь

$$\left(R_x + \frac{1}{j\omega C_x}\right) R_2 = \left(R_N + \frac{1}{j\omega C_N}\right) R_1.$$

Отсюда получим условия равновесия моста:

$$R_x = R_N \frac{R_1}{R_2}; \quad C_x = C_N \frac{R_2}{R_1}.$$

Угол потерь δ , дополняющий до 90° угол сдвига тока относительно напряжения U , определяется из выражения

$$\operatorname{tg} \delta = \omega R_x C_x = \omega R_N C_N.$$

Работа на этом мосте производится следующим образом. Установив $R_N = 0$, изменяют отношение плеч R_2/R_1 до тех пор, пока нуль-индикатор не укажет наименьший ток. После этого переходят к регулировке магазина R_N , добиваясь дальнейшего уменьшения тока в нуль-индикаторе. Затем снова изменяют отношение R_2/R_1 , пока не будет найдено положение равновесия.

Для измерения емкости конденсаторов с большими потерями применяется мост с параллельным включением сопротивления R_N и емкости C_N (схема № 2 табл. 5.2), так как введение последовательно в плечо большого сопротивления уменьшает чувствительность схемы.

Комплексные сопротивления плеч моста

$$Z_1 = \frac{1}{1/R_x + j\omega C_x}; \quad Z_3 = \frac{1}{1/R_N + j\omega C_N}; \\ Z_2 = R_1; \quad Z_4 = R_2.$$

При равновесии имеет место следующее соотношение:

$$\frac{R_2}{1/R_x + j\omega C_x} = \frac{R_1}{1/R_N + j\omega C_N}.$$

Последнее уравнение приводит к двум условиям:

$$R_x = R_N \frac{R_1}{R_2}; \quad C_x = C_N \frac{R_2}{R_1}.$$

Угол потерь δ для конденсатора C_x , выраженный через $\operatorname{tg} \delta$, при параллельном соединении конденсатора и резистора равен:

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{1}{\omega C_N R_N} = \frac{1}{\omega C_x R_x}.$$

Для определения потерь в диэлектриках, в частности в кабелях высокого напряжения, применяется мост, составленный по схеме № 3 табл. 5.2.

Заземление вершины *в* моста (рис. 5.2) делает безопасным работу на мосте при питании его от источника высокого напряжения.

Преимущество этой схемы заключается в том, что она дает возможность уравновесить активные и реактивные составляющие моста независимо друг от друга.

Полные сопротивления плеч моста в комплексной форме равны:

$$\begin{aligned} Z_1 &= R_x + \frac{1}{j\omega C_x}; & Z_3 &= \frac{1}{j\omega C_N}; \\ Z_2 &= R_1; & Z_4 &= \frac{1}{1/R_2 + j\omega C_2}. \end{aligned}$$

Условие равновесия

$$\frac{R_x + \frac{1}{j\omega C_x}}{R_1} = \frac{1}{j\omega C_N} \left(\frac{1}{R_2} + j\omega C_2 \right).$$

Из последнего уравнения получаем

$$R_x = R_1 \frac{C_2}{C_N}; \quad C_x = C_N \frac{R_2}{R_1}.$$

Тангенс угла потерь

$$\operatorname{tg} \delta = \omega C_x R_x.$$

Мосты для измерения индуктивности и добротности катушек. Одно из плеч моста, составленного по схемам № 4 или 5 табл. 5.2, образовано испытуемой катушкой с индуктивностью L_x и активным сопротивлением R_x , а другое — образцовой катушкой с индуктивностью L_N и сопротивлением R_N . Резистор R при помощи переключателя может быть включен последовательно с образцовой катушкой (схема № 5) или с катушкой с измеряемой индуктивностью (схема № 4) в зависимости от соотношения R и R_N . Если для получения равновесия включить резистор R последовательно с катушкой L_x , то сопротивления плеч моста

$$\begin{aligned} Z_1 &= R + R_x + j\omega L_x; & Z_3 &= R_N + j\omega L_N; \\ Z_2 &= R_1; & Z_4 &= R_2. \end{aligned}$$

По условию равновесия моста

$$(R + R_x + j\omega L_x) R_2 = (R_N + j\omega L_N) R_1,$$

что приводит к следующим двум равенствам:

$$R_x = R_N \frac{R_1}{R_2} - R; \quad L_x = L_N \frac{R_1}{R_2}.$$

Если же для получения равновесия включить резистор R последовательно с катушкой L_N , R_N , то условия равновесия моста при-

нимают вид:

$$R_x = (R_N + R) \frac{R_1}{R_2}; \quad L_x = L_N \frac{R_1}{R_2}.$$

При проведении измерения следует обращать внимание на то, чтобы катушки индуктивности L_N и L_x были расположены на достаточно большом расстоянии для уменьшения взаимной индуктивности.

Для измерения индуктивности L_x можно использовать также и образцовый конденсатор C (схема № 6 табл. 5.2).

В плечо, противоположное плечу с измеряемой индуктивностью L_x , включен образцовый конденсатор C с параллельно присоединенным к нему резистором R . В остальные два плеча включены магазины сопротивлений R_1 и R_2 .

Полные сопротивления плеч моста

$$Z_1 = R_x + j\omega L_x; \quad Z_3 = R_2;$$

$$Z_2 = R_1; \quad Z_4 = \frac{R}{1 + j\omega CR}.$$

При равновесии моста

$$\frac{(R_x + j\omega L_x) R}{1 + j\omega CR} = R_1 R_2.$$

Это равенство приводит к условиям равновесия:

$$R_x = \frac{R_1 R_2}{R}; \quad \text{и} \quad L_x = CR_1 R_2.$$

По полученным значениям R_x и L_x или C и R можно определить добротность катушки

$$Q = \frac{\omega L_x}{R_x} = \omega CR.$$

Четырехплечные мостовые схемы с использованием в их плечах конденсаторов постоянной емкости и переменных резисторов дает удобные прямые отсчеты значений измеряемых индуктивностей и коэффициентов добротности Q катушек, но обладают плохой сходимостью при малых значениях коэффициентов добротности. Процесс уравнивания становится затруднительным при $Q = 1$, а при $Q < 0,5$ приведение моста в состояние равновесия практически невыполнимо. Хорошую сходимость при измерениях малых значений коэффициента добротности катушек имеют шестиплечные мосты.

Схема шестиплечного моста для измерения индуктивности и добротности катушек приведена на рис. 5.8. Для нахождения условия равновесия моста заменим имеющуюся схему соединения в треугольник $вгд$ эквивалентной схемой соединения в звезду с сопротив-

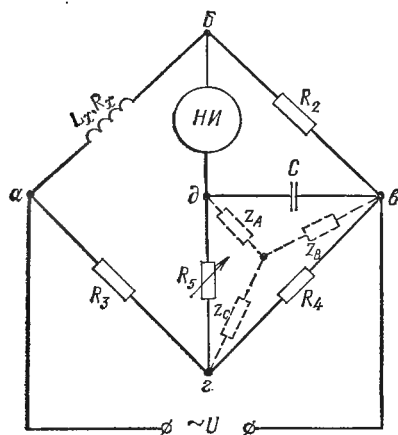


Рис. 5.8. Схема шестиплечного моста для измерения индуктивности и добротности катушек

лениями сторон Z_A , Z_B , и Z_C :

$$Z_A = \frac{R_5}{1 + j\omega C(R_1 + R_2)};$$

$$Z_B = \frac{R_4}{1 + j\omega C(R_4 + R_5)};$$

$$Z_C = j\omega C \frac{R_4 R_5}{1 + j\omega C(R_4 + R_5)}.$$

Эта замена преобразует шестиплечий мост в четырехплечий с плечами:

$$Z_1 = R_x + j\omega L_x;$$

$$Z_2 = R_2; \quad Z_3 = R_3 + Z_C;$$

$$Z_4 = Z_B = \frac{R_4}{1 + j\omega C(R_4 + R_5)}.$$

Из общего условия равновесия моста находим:

$$L_x = C \frac{R_2}{R_4} [R_3 R_4 + R_5 (R_3 + R_4)];$$

$$R_x = \frac{R_2 R_3}{R_4}.$$

Хорошая сходимость моста объясняется независимостью второго условия равновесия от сопротивления резистора R_5 . Поэтому $R_x R_4 = R_2 R_3$ не нарушается дальнейшей регулировкой моста резистором R_5 , необходимой для выполнения первого условия.

Мосты для измерения частоты. Для измерения частоты применяются как одинарные, так и двойные Т-образные мосты (шестиплечие), два возможных варианта изображения которых показаны на рис. 5.9, а и б. При теоретическом

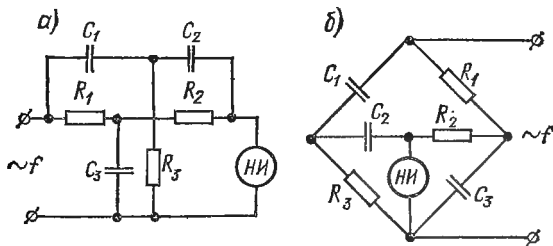


Рис. 5.9. Схема двойного Т-образного (шестиплечего) моста

рассмотрении двойной Т-образной схемы моста будем исходить из предположения, что сопротивление нуль-индикатора равно бесконечности. Кроме того, ограничимся рассмотрением симметричного моста, т. е. моста, у которого $R_1 = R_2 = R$; $C_1 = C_2 = C$; $R_3 = 0,5 R$ и $C_3 = 2C$. При этих предположениях, которые обычно соблюдаются на практике, пользуясь законами Кирхгофа, можно получить следующее уравнение:

$$\dot{U}_2 = \dot{U}_1 \left[\frac{(\alpha^2 - 1)^2}{(\alpha^2 - 1)^2 + 16\alpha^2} + j \frac{4\alpha^2 (\alpha^2 - 1)}{(\alpha^2 - 1)^2 + 16\alpha^2} \right], \quad (5.19)$$

где $\dot{U}_1$ — напряжение на входе моста; $\dot{U}_2$ — напряжение на нуль-индикаторе; $\alpha = \omega/\omega_0$, где $\omega_0 = 1/(RC)$ — так называемая частота настройки моста.

Из приведенного уравнения следует, что при $\omega = 2\pi f = \omega_0$ ($\alpha = 1$) имеем $\dot{U}_2 = 0$, т. е. мост уравновешен, и по значениям R и C может быть определено значение измеряемой частоты f .

Двойной Т-образный мост часто используется как преобразователь частоты в напряжение.

Универсальные мосты для измерения сопротивления резисторов, емкости и угла потерь конденсаторов, индуктивности и добротности катушек. Для измерений в лабораторных условиях промышленность выпускает универсальные мосты, позволяющие осуществлять измерения сопротивлений на постоянном токе, емкости и угла потерь конденсаторов, индуктивности и добротности катушек на переменном токе в широких пределах.

Современные универсальные мосты (УМ) содержат набор образцовых резисторов, конденсаторов и катушек индуктивностей постоянного и переменного значения. С помощью переключателя рода измеряемой величины составляется одна из рассмотренных выше схем моста. Значения образцовых элементов в схеме моста устанавливаются другим переключателем в зависимости от требуемого предела измерения.

Универсальные мосты предназначены для измерения сопротивлений в широких пределах, емкости — от десятков пикофардов до ста микрофардов, $\lg \delta$ — от тысячных долей до одной десятой, индуктивности — от единиц микрогенри до сотен генри и добротности — от единиц до нескольких сотен. Погрешность универсальных мостов зависит от измеряемой величины. В качестве нуль-индикатора обычно применяются усилители переменного тока с выпрямительным прибором на выходе. Измерения параметров конденсаторов и катушек индуктивности в универсальных мостах обычно производится на частоте 1000 Гц,

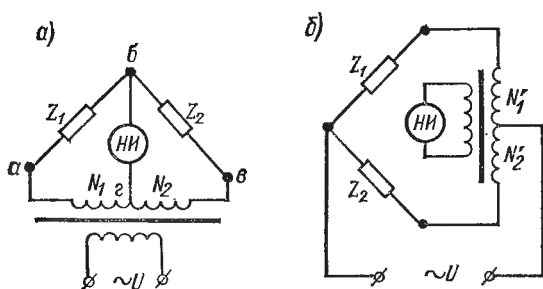


Рис. 5.10. Схема трансформаторного измерительного моста с индуктивно связанными плечами в диагонали источника питания (а) и в диагонали нуль-индикатора (б)

Трансформаторные измерительные мосты для измерения комплексных сопротивлений. Четырехплечные трансформаторные измерительные мосты отличаются от мостов, рассмотренных выше, наличием индуктивно связанных плеч в диагонали источника питания или в диагонали нуль-индикатора (рис. 5.10). Если в схеме (рис. 5.10, а) подобрать параметры плеч моста таким образом, чтобы напряжения во вторичных обмотках трансформатора были бы равны по значению и фазе падениям напряжения в плечах Z_1 и Z_2 , то ток в диагонали моста будет равен нулю, т. е. мост будет уравновешен. Если принять, что напряжения во вторичных обмотках пропорциональны числам витков обмоток, а также не учитывать потоков рассеяния обмоток и считать, что потери в проводах обмоток пропорциональны числам витков, то условием равновесия моста по этой схеме будет

$$Z_1/Z_2 = N_1/N_2, \quad (5.20)$$

где N_1 и N_2 — числа витков вторичных обмоток трансформатора,

Условие равновесия трансформаторного измерительного моста, выражаемое формулой (5.20), обычно называется идеальным условием равновесия. Если не делать указанных выше допущений, условие равновесия трансформаторного моста оказывается более сложным¹. На практике при осуществлении мостов этого типа всегда стремятся выполнить их так, чтобы идеальное условие равновесия моста было справедливо с точностью, достаточной для измерения тех или иных величин.

Для схемы моста рис. 5.10, б идеальное условие равновесия имеет вид:

$$Z_1/Z_2 = N'_1/N'_2,$$

где N'_1 и N'_2 — числа витков первичной обмотки трансформатора.

Одним из возможных применений трансформаторных мостов является измерение комплексных сопротивлений. Если $Z_1 = Z_x$ (измеряемое комплексное сопротивление), а $Z_2 = Z_N$ (образцовое комплексное сопротивление), то равновесие моста может быть достигнуто двояким способом: изменением Z_N или изменением числа витков N_1 и N_2 (или N'_1 и N'_2).

Возможность уравнивания моста изменением числа витков (для чего соответствующая обмотка трансформатора должна быть секционированной) имеет важное значение, так как при таком способе уравнивания можно получить цифровую форму отсчета значений измеряемой величины.

Трансформаторные измерительные мосты отличаются рядом достоинств: они могут обеспечить практически постоянную чувствительность в широком диапазоне изменения отношения плеч, могут применяться для измерений в широком диапазоне частот (до сотен мегагерц) позволяют производить измерения с незначительной погрешностью (в некоторых случаях до 0,01—0,001%).

Следует отметить весьма широкие возможности применения трансформаторных мостов для измерения различных неэлектрических величин (уровнемеры, влагомеры, измерители перемещений и т. п.). Кроме рассмотренных четырехплечных мостов известны двойные и многоплечные трансформаторные мосты.

5.5. Потенциометры (компенсаторы) постоянного тока для измерения э. д. с., напряжений, токов и сопротивлений

Принцип действия потенциометров постоянного тока. Схема потенциометра, дающая представление об устройстве этого прибора, приведена на рис. 5.11, где E_n — нормальный элемент, э. д. с. которого точно известна; E_x — измеряемая э. д. с., $НИ$ — нуль-индикатор (обычно магнитоэлектрический гальванометр); R_n — образцовый резистор, сопротивление которого выбирается в зависимости от значения рабочего тока I потенциометра и значения э. д. с. нормального элемента E_n ; R — резистор с точно известным регулируемым сопротивлением; R_1 — реостат и $ВВ$ — вспомогательный источник тока.

Методика измерения E_x заключается в следующем. Сначала устанавливается определенное для потенциометра значение рабочего тока. Для этого переключатель $В$ должен быть поставлен в положение a и сопротивление резистора R_1 надлежит изменять до тех пор, пока гальванометр не покажет отсутствие тока. Это будет при $E_n = IR_n$, откуда можно найти нужное значение рабочего тока I потенциометра.

Т. Б. К.

¹ Трансформаторные измерительные мосты / Под ред. К. Б. Карандеева, — М.: Энергия, 1970.

После установления рабочего тока переключатель B должен быть поставлен в положение $б$, и при этом перемещением движка A опять необходимо добиться отсутствия тока в гальванометре. Это будет при некотором значении сопротивления R_x . Тогда

$$E_x = IR_x,$$

где I — ранее установленное значение тока.

Этот способ требует, очевидно, постоянства значения рабочего тока во время измерений.

Точность установления момента компенсации, а следовательно, и точность измерения потенциометром зависят от чувствительности потенциометра. Чувствительность потенциометра

$$S_{\pi} = S_{\pi I} S_{\Gamma} = \frac{\Delta I}{\Delta E_x} \frac{\Delta \alpha}{\Delta I} = \frac{\Delta \alpha}{\Delta E_x},$$

где $S_{\pi I}$ — чувствительность схемы потенциометра; $S_I = \Delta \alpha / \Delta I$ — чувствительность гальванометра; ΔI — приращение тока в цепи гальванометра, вызванное изменением E_x на ΔE_x .

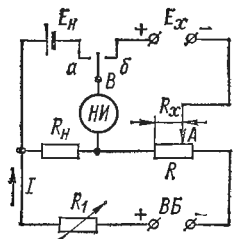


Рис. 5.11. Схема потенциометра постоянного тока

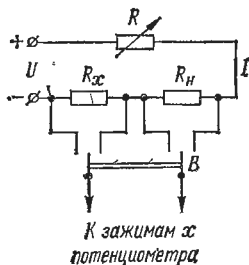


Рис. 5.12. Схема измерения сопротивления

Следует учесть, что S_{π} является переменной величиной, зависящей от сопротивления входной цепи и в том числе от сопротивления источника измеряемой э. д. с.

Высокая точность измерения потенциометром обусловлена высокой чувствительностью применяемого гальванометра, высокой точностью нормального элемента и резисторов, а также высокой стабильностью вспомогательного источника питания.

Одним из достоинств потенциометров является отсутствие потребления мощности от источника измеряемой величины в момент компенсации. Именно по этой причине возможно измерение э. д. с. с помощью потенциометров.

Для измерения тока I_x в цепь включается образцовый резистор с сопротивлением R_{π} , на котором возникает падение напряжения $U_x = I_x R_{\pi}$. С помощью потенциометра измеряется значение этого напряжения. Значение измеряемого тока определяется выражением

$$I_x = U_x / R_{\pi}.$$

Для измерения сопротивления резистора R_x его включают в цепь последовательно с источником питания и образцовым резистором R_n (рис. 5.12). При помощи переключателя B потенциометром поочередно измеряют падения напряжения на R_n и на R_x . Во время измерений (компенсации) ток должен оставаться неизменным.

Если измеренные потенциометром падения напряжения U_n и U_x , то измеряемое сопротивление

$$R_x = R_n \frac{U_x}{U_n}.$$

Потенциометры можно использовать для измерения напряжений, превышающих их предел измерения. В этом случае измеряемое напряжение подается на вход потенциометра через образцовый делитель напряжения.

Устройство потенциометров постоянного тока. Потенциометры постоянного тока могут быть разделены на два типа: большого сопротивления и малого сопротивления.

У потенциометров первого типа сопротивление рабочей цепи достигает 10 000 Ом на 1 В напряжения питания. Для них применяются гальванометры с относительно большим критическим сопротивлением. Верхний предел измерения э. д. с. (напряжения) 1,2—2,5 В.

Для измерения относительно малых э. д. с. и напряжений применять потенциометры большого сопротивления нерационально вследствие увеличения погрешности измерения. Одна из причин увеличения погрешности заключается в том, что при обычном для потенциометров большого сопротивления рабочем токе и измерении малых э. д. с. в отсчете участвует малое число декад.

Для измерения малых э. д. с. (например, э. д. с. термопар) используются потенциометры малого сопротивления. Рабочий ток этих потенциометров составляет 1—10—25 мА. Для них применяется гальванометр с небольшим критическим сопротивлением, чтобы он мог работать в условиях, близких к режиму критического успокоения.

К современным потенциометрам предъявляются следующие требования:

а) неизменность рабочего тока в процессе компенсации; б) простота отсчета; в) возможность отсчета с достаточным числом знаков.

Э. д. с. нормального элемента компенсируется на отдельном участке рабочей цепи, имеющей некоторое постоянное сопротивление и переменное сопротивление, устанавливаемое в зависимости от окружающей температуры.

Устройство с регулируемым сопротивлением, на котором создается компенсирующее напряжение, должно быть сконструировано таким образом, чтобы перемещение рычагов по его декадам в процессе компенсации не вызывало изменения рабочего тока. Кроме того, должна быть обеспечена возможность точного отсчета установленного значения сопротивления (или падения напряжения на нем). Для этого на практике применяется несколько типов декад.

На схеме рис. 5.13, а показана так называемая шунтирующая декада. Как видно из схемы, посредством механически скрепленных рычагов P_1 и P_2 падение напряжения на одной секции R_1 подается на ряд (обычно 9) последовательно соединенных резисторов с сопротивлениями такого же значения. Тогда при рабочем токе I потенциометра и при условии, что резистор, включенный между рычагами P_1 и P_2 , состоит из 9 секций, значение тока в которых равно $0,1 I$, падение напряжения на каждой секции шунтирующей декады II $U_2 = 0,1 U_1$, где U_1 — падение напряжения на каждой секции декады I.

Компенсирующее напряжение для схемы рис. 5.13, а является суммарным падением напряжения в цепи а — б — в — г. Из схемы видно, что независимо от положения рычагов P_1 и P_2 сопротивление цепи рабочего тока остается неизменным. Шунтирующих декад может быть несколько.

На рис. 5.13, б показана схема последовательного включения двух декад. Компенсирующим напряжением является падение напряжения на участке цепи

a — б. Так как рычаги P_1 и P_2 механически связаны, суммарное сопротивление цепи рабочего тока остается неизменным независимо от их положения. Можно включить последовательно требуемое количество двойных декад.

В потенциометрах малого сопротивления применять трущиеся контакты во входной цепи недопустимо вследствие непостоянства их сопротивления, кото-

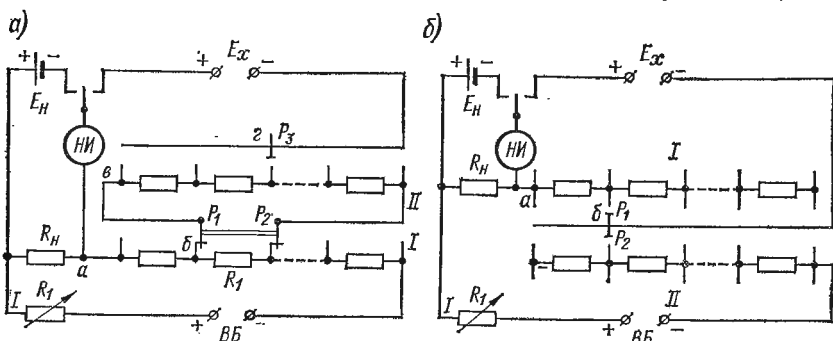


Рис. 5.13. Схемы включения шунтирующей (а) и двойной (б) декад

рое может привести к существенным погрешностям, так как сопротивление входной цепи сравнительно невелико.

Существует несколько схем потенциометров малого сопротивления, основанных на применении различного по значению рабочего тока в резисторе, на котором создается компенсирующее напряжение. На рис. 5.14 показана схема потенциометра, в котором компенсирующее напряжение U_K создается на постоянных

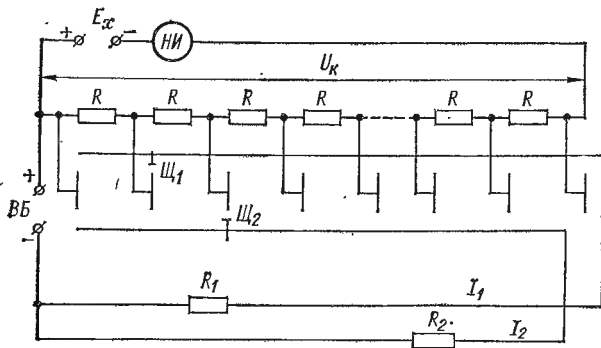


Рис. 5.14. Схема потенциометра малого сопротивления

по значению резисторах R . По резисторам R протекают токи I_1 и I_2 . Значение компенсирующего напряжения зависит от токов I_1 и I_2 и положения щеток на контактных рядах. Если обозначить через n_1 и n_2 номера контактов, на которых находятся щетки Щ_1 и Щ_2 , то

$$U_K = I_1 R n_1 + I_2 R n_2.$$

Токи I_1 и I_2 отличаются друг от друга в 10 раз и практически не зависят от положения щеток вследствие того, что сопротивления R_1 и R_2 выбираются значительно большими, чем сопротивления R . Если подобрать такое положение щеток, при котором нуль-индикатор покажет отсутствие тока в его цепи, значение измеряемой э. д. с. можно отсчитать по положению щеток, причем каждая

щетка дает определенный десятичный знак. Для повышения точности измерения E_x число контактных рядов может быть увеличено. Требуемый рабочий ток ($I_1 + I_2$) устанавливается при помощи нормального элемента и регулировочных реостатов (на схеме рис. 5.14 нормальный элемент и регулировочные реостаты не показаны).

В настоящее время разработаны и выпускаются промышленностью потенциометры постоянного тока различного назначения.

5.6. Потенциометры переменного тока для измерения комплексных значений э. д. с., напряжений и сопротивлений

Принцип действия потенциометров переменного тока. Этот принцип заключается в том, что измеряемая э. д. с. уравнивается известным напряжением, создаваемым рабочим током на участке сопротивления рабочей цепи.

Для уравнивания двух напряжений переменного тока необходимо равенство этих напряжений по модулю, противоположность по фазе, равенство частоты и идентичность формы кривой. Первые три условия можно обеспечить путем выбора принципиальной схемы потенциометра и питания исследуемой цепи и потенциометра от одного источника. Последнее условие обеспечивается дополнительными мерами.

В качестве нуль-индикаторов, так же как и в мостах переменного тока, применяются вибрационные гальванометры, электроннолучевые нуль-индикаторы или усилители с указателями выходного сигнала.

При помощи потенциометров переменного тока можно измерять напряжения и э. д. с. переменного тока и косвенно ток, сопротивление, магнитный поток и другие величины. Потенциометры переменного тока позволяют определять не только значения величин, но и их фазу.

Применение потенциометров переменного тока необходимо также при измерениях напряжений и э. д. с. в таких цепях, в которых включение обычного прибора непосредственной оценки может нарушить режим этой цепи вследствие потребления мощности и тем самым исказить результаты измерений.

Потенциометры переменного тока по точности измерений значительно уступают потенциометрам постоянного тока. Это объясняется главным образом тем, что не существует меры э. д. с. переменного тока, аналогичной нормальному элементу. Рабочий ток в потенциометрах переменного тока приходится устанавливать по приборам ограниченной точности, обычно по амперметрам в лучшем случае класса точности 0,05 или 0,1 либо, как это будет показано далее, по нормальному элементу с использованием промежуточного термопреобразователя.

Устройство потенциометров переменного тока. В зависимости от того, как производится уравнивание по значению и фазе известной и измеряемой э. д. с. и в каких координатах получается

отсчет E_x потенциометры переменного тока разделяются на две группы.

1. Потенциометры, снабженные фазорегулятором, с помощью которого производится изменение фазы компенсирующего напряжения до момента компенсации. Такие потенциометры позволяют представить измеряемую э. д. с. E_x в полярной системе координат и называются полярно-координатными.

2. Потенциометры, имеющие две рабочие цепи, в которых рабочие токи сдвинуты по фазе относительно друг друга на 90° . В этих потенциометрах измеряемое напряжение (э. д. с.) уравнивается напряжением, определяемым по составляющим падений напряжений на участках двух рабочих цепей. Поскольку эти составляющие сдвинуты по фазе на 90° , то потенциометры этого типа могут быть названы прямоугольно-координатными потенциометрами или потенциометрами, измеряющими E_x в прямоугольной системе координат.

На рис. 5.15 приведена схема потенциометра, измеряющего E_x в полярной системе координат. Измеряемая э. д. с. (напряжение) подключается к зажимам E_x . Э. д. с. определяется по положению указателей движков $Дв_1$ и $Дв_2$ на шкале калиброванной проволоки $a — б$ и магазина сопротивлений $б — в$. Фаза напряжений на участке рабочей

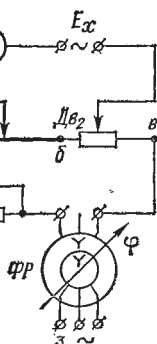


Рис. 5.15. Схема потенциометра, измеряющего E_x в полярной системе координат

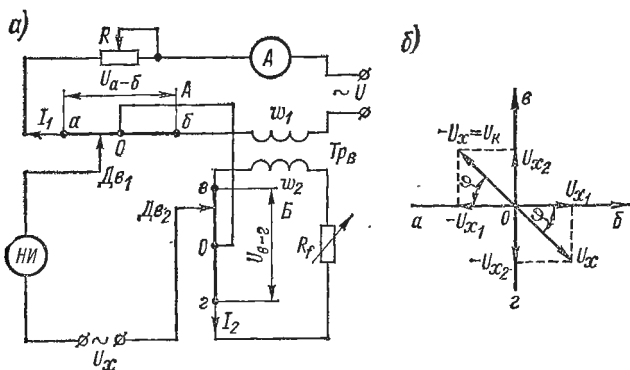


Рис. 5.16. Схема потенциометра (а), измеряющего E_x в прямоугольной системе координат, и векторная диаграмма (б)

цепи регулируется фазорегулятором ΦP , благодаря чему можно добиться практически полного отсутствия тока в нуль-индикаторе $НИ$. Отсчет сдвига фазы производится по фазорегулятору. Необходимое значение рабочего тока устанавливается по амперметру A при помощи реостата R .

На рис. 5.16, *а* показана принципиальная схема потенциометра, измеряющего E_x в прямоугольной системе координат.

Потенциометр имеет две рабочие цепи *А* и *Б*. Рабочая цепь *А* состоит из калиброванной проволоки *а — б*, первичной обмотки ω_1 «воздушного» трансформатора Tr_v (без стали), амперметра *А* и реостата *Р*. Ток I_1 в этой цепи создает на калиброванной проволоке *а — б* падение напряжения U_{a-b} . Так как ток I_1 устанавливается заданного значения, то напряжение U_{a-b} будет определяться сопротивлением R_{a-b} калиброванной проволоки *а — б*, шкала которой может быть отградуирована в единицах напряжения. Вторая рабочая цепь *Б* состоит из калиброванной проволоки *в — г*, вторичной обмотки ω_2 «воздушного» трансформатора Tr_v и магазина сопротивлений R_f . Ток I_2 , протекающий во второй рабочей цепи, отстает по фазе от тока I_1 практически на 90° . Объясняется это тем, что при незначительном индуктивном сопротивлении вторичной цепи трансформатора Tr_v ток I_2 будет практически совпадать по фазе с э. д. с. E_2 и, следовательно, отставать по фазе на 90° от тока I_1 .

Падение напряжения U_{v-g} на сопротивлении R_{v-g} калиброванной проволоки *в — г*, создаваемое током I_2 при постоянном значении тока I_1 и частоте f будет также постоянным. Таким образом, шкалу калиброванной проволоки *в — г* также можно проградуировать в единицах напряжения. Поскольку сопротивления R_{a-b} и R_{v-g} проволок чисто активные, то напряжения U_{a-b} и U_{v-g} совпадут по фазе с токами, но будут сдвинуты относительно друг друга на 90° . Обычно значение тока I_2 при неизменном значении тока I_1 зависит от частоты, так как

$$I_2 = \frac{E}{R_2} = \frac{\omega M}{R_2} I_1,$$

где ω — угловая частота тока; M — коэффициент взаимной индукции воздушного трансформатора; R_2 — полное активное сопротивление второй рабочей цепи, включая и сопротивление вторичной обмотки трансформатора.

Из этого выражения следует, что изменение частоты f приведет к изменению тока I_2 , а следовательно, и к изменению градуировки шкалы калиброванной проволоки *в — г*. Во избежание этого при изменении частоты необходимо изменять сопротивление R_2 , так чтобы $\omega M/R_2$ оставалось неизменным при всех частотах в пределах заданных значений. Для этой цели во второй рабочей цепи включен магазин сопротивлений R_f , значение сопротивления которого должно изменяться в зависимости от частоты источника питания.

Главная входная цепь потенциометра состоит из источника измеряемого напряжения U_x (э. д. с. E_x), нуль-индикатора *НИ* и участков калиброванных проволок $D_{v_1} — 0$ и $D_{v_2} — 0$.

На рис. 5.16, *б* показаны координатные оси *а — б* и *в — г*, на которых отложены падения напряжений на участках $D_{v_1} — 0$ и $D_{v_2} — 0$. При отсутствии тока в нуль-индикаторе геометрическая

сумма этих падений напряжений равна по модулю измеряемому напряжению U_x , но сдвинута по отношению к нему на 180° .

Фазу и модуль U_x можно найти по составляющим, пользуясь следующими выражениями:

$$U_x = \sqrt{U_{x_1}^2 + U_{x_2}^2} \text{ и } \operatorname{tg} \varphi = \frac{U_{x_2}}{U_{x_1}},$$

где U_{x_1} и U_{x_2} — составляющие вектора измеряемого напряжения U_x , отсчитанные соответственно по шкалам калиброванной проволоки $a-b$ и $v-z$; φ — угол между вектором U_x и составляющей U_{x_1} (или между $-U_x$ и $-U_{x_1}$).

При синфазности рабочего тока первого контура и напряжения питания потенциометра угол φ , как и в полярно-координатных

потенциометрах, представляет собой сдвиг фазы измеряемого напряжения относительно напряжения питания.

Как указывалось выше, рабочий ток потенциометра можно контролировать при помощи амперметров, которые могут обеспечить измерение тока с погрешностью 0,05—0,1%. Можно повысить точность установки рабочего тока потенциометра (примерно до 0,02%) и, следовательно, точность измерения, при-

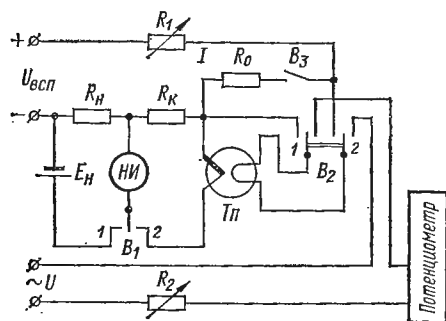


Рис. 5.17. Схема установки рабочего тока при помощи компаратора

меняя для установки рабочего тока компаратор, производящий сравнение постоянного тока с действующим значением переменного тока.

На рис. 5.17 приведена схема установки рабочего тока потенциометра при помощи компаратора с использованием термопреобразователя Tn . Первой операцией является точная установка постоянного тока в цепи нагревателя термопары. Для этого переключатель B_2 должен быть установлен в положение 1, ключ B_3 разомкнут, переключатель B_1 также должен находиться в положении 1. Изменяя сопротивление резистора R_1 следует добиться отсутствия тока в нуль-индикаторе HI , которое наступит при требуемом токе I , так как соответственно этому значению тока выбрано сопротивление резистора R_H . Затем переключатель B_1 ставится в положение 2 и фиксируется показание гальванометра, которое незначительно (желательно иметь ток в гальванометре равным нулю), что достигается выбором сопротивления резистора R_K . После установки постоянного тока I переключатель B_2 ставится в положение 2, замыкается ключ B_3 , чем достигается неизменность тока I (сопротивление резистора R_0 должно быть точно равно сопротивлению нагревателя термопары). Регулируя сопротивление резистора R_2 , добиваются прежнего показания нуль-индикатора, которое, очевидно, будет при равенстве действующего значения переменного тока $I_{\sim}$ постоянному току $I_{\text{п}}$.

5.7. Автоматические мосты и потенциометры

Автоматические мосты. Мосты с автоматизированным процессом уравнивания называются автоматическими мостами; они находят широкое применение для измерения и регистрации величин. Автоматические мосты с дополнительным регулирующим устройством применяются для автоматического управления производственными процессами. В настоящее время широко распространены автоматические мосты для измерения, регистрации и регулирования температуры различных объектов. В качестве измерительного преобразователя температуры в электрическое сопротивление в этих мостах применяются терморезисторы.

Схема автоматического моста для измерения сопротивления приведена на рис. 5.18.

Как видно из схемы, в два плеча моста включены части сопротивлений R'_1 и R''_1 регулируемого реохорда R_1 , ползунок которого связан через передачу с осью реверсивного двигателя M . Мост питается от источника переменного тока, что позволяет применять усилители переменного тока. Если мост уравнивается, то напряжение между точками b и z равно нулю и ротор двигателя неподвижен. При изменении измеряемого сопротивления R_x на диагонали моста (между точками b и z) появится напряжение переменного тока, значение которого зависит от R_x .

Это напряжение усиливается усилителем $У$ и подается на реверсивный двигатель M . При вращении ротор передвигает ползунок реохорда в сторону достижения равновесия моста и одновременно поворачивает указатель, а при записи измеряемой величины перемещает перо, записывающее на диаграмме ее значение. Очевидно, что ротор двигателя будет вращаться до достижения равновесия моста.

Если автоматический мост предназначен для управления, то регулирующие устройства приводятся в действие тем же двигателем.

Приборостроительная промышленность выпускает различные типы автоматических мостов, различающиеся по габаритам, числу регистрируемых измеряемых величин и другим признакам. Погрешность автоматических мостов не превышает $\pm 0,5\%$, а в некоторых случаях и $\pm 0,2\%$ предела измерения.

Автоматизация процесса уравнивания в мостах переменного тока значительно сложнее. Автоматические мосты переменного тока для измерения и регистрации значения комплексного

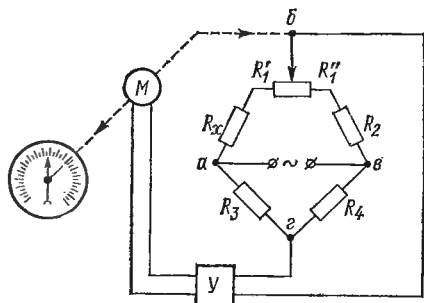


Рис. 5.18. Схема автоматического моста для измерения активного сопротивления

обмотке трансформатора Tp создается переменное напряжение, значение которого зависит от разности ΔU , а фаза — от ее знака.

Устройство и работа вибрационного преобразователя заключаются в следующем. Под действием переменного магнитного потока, создаваемого током обмотки, которая питается от источника напряжения U переменного тока, подвижная часть преобразователя, выполненная в виде бронзовой пластинки с укрепленной на ней пластиной из ферромагнитного материала, непрерывно колеблется, попеременно замыкая контакты K_1 и K_2 . Вследствие этого при неравенстве E_x и $U_{б-г}$ во вторичной обмотке трансформатора Tp возникает напряжение переменного тока. Это напряжение усиливается усилителем $У$ и подается на реверсивный двигатель M , ротор которого связан с ползуном реохорда R . Ротор двигателя приходит во вращательное движение, причем направление вращения зависит от того, что больше по значению: E_x или $U_{б-г}$. При вращении ротор двигателя будет перемещать ползунок реохорда до наступления равенства E_x и $U_{б-г}$. Практически состояние статического равновесия наступает не при точном равенстве E_x и $U_{б-г}$, а при наличии некоторой их разности. Это вызывает погрешность потенциометра. Следует отметить, что в настоящее время для преобразования постоянного тока в переменный получили применение и электронные преобразователи (модуляторы).

Компенсирующее напряжение $U_{б-г}$ зависит, очевидно, от напряжения $U_{в}$ вспомогательного источника питания, в качестве которого обычно применяется сухой элемент с изменяющимся с течением времени напряжением, что вносит некоторую погрешность в измерение. Для устранения этой погрешности в автоматических потенциометрах предусматриваются периодическая проверка и подрегулировка рабочего тока при помощи нормального элемента. В схеме рис. 5.19 для этой цели служат нормальный элемент E_n и переключатель B . Если переключатель B поставить в левое положение, то э. д. с. нормального элемента будет сравниваться с падением напряжения на резисторе R_3 . Если до момента сравнения напряжение $U_{в}$ вспомогательного источника изменилось, то падение напряжения на резисторе R_3 не будет равно э. д. с. нормального элемента и на вторичной обмотке трансформатора Tp появится напряжение, которое приведет в действие реверсивный двигатель M .

Переключатель B выполнен в виде кнопки таким образом, что при ее нажатии одновременно с включением нормального элемента ось редуктора двигателя расцепляется с ползуном реохорда R и сцепляется с ползуном реостата R_3 , который регулирует рабочий ток потенциометра. При нажатой кнопке B двигатель, очевидно, будет работать до тех пор, пока падение напряжения на R_3 не станет равным э. д. с. нормального элемента и, следовательно, не установится требуемый рабочий ток потенциометра (в плечах моста). В выпускаемых приборостроительными заводами автоматических потенциометрах погрешность не превышает $\pm 0,5\%$. Время прохождения стрелкой всей шкалы прибора составляет 0,5—8 с.

Для автоматического регулирования и управления производственными процессами в некоторых потенциометрах предусматриваются контакты и регулирующие устройства, которые приводятся в действие ротором реверсивного двигателя.

Кроме рассмотренных выше автоматических потенциометров с полным уравниванием (с астатической характеристикой) применяются автоматические потенциометры с неполным уравниванием (со статической характеристикой).

На рис. 5.20 приведена принципиальная схема такого потенциометра. Как видно из схемы, потенциометр этого типа представляет собой по существу усилитель постоянного тока (УПТ), охваченный отрицательной обратной связью. Для этой схемы справедливы соотношения:

$$\begin{aligned} U_x &= \Delta U + U_K = \Delta U + I R_{0.c}; \\ I &= S \Delta U, \end{aligned} \quad (5.21)$$

где S — чувствительность (коэффициент преобразования) усилителя постоянного тока.

Из уравнений (5.21) следует, что

$$I = U_x \frac{S}{1 + R_{0.c} S}, \quad (5.22)$$

т. е. между током I усилителя и измеряемым напряжением U_x существует пропорциональная зависимость, и по значению тока I можно судить об U_x . Однако коэффициент пропорциональности зависит от чувствительности S (коэффициента преобразования) усилителя постоянного тока. Нестабильность параметров усилителя приводит к появлению погрешности. Если подобрать значения $R_{0.c}$ и S таким образом, чтобы $R_{0.c} S \gg 1$, то выражение (5.22) примет вид:

$$I \approx U_x / R_{0.c}. \quad (5.23)$$

В этом случае непостоянство коэффициента преобразования всей цепи определяется только непостоянством сопротивления резистора в обратной связи. Резистор $R_{0.c}$ может быть выполнен из манганина, т. е. очень стабильным.

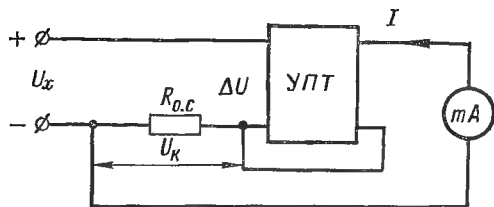


Рис. 5.20. Схема автоматического потенциометра с изменяющимся током

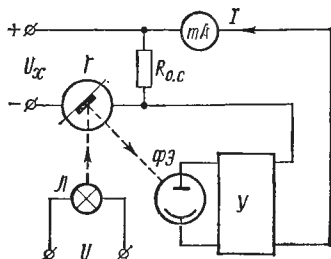


Рис. 5.21. Схема фотогальванометрического усилителя

В качестве усилителя постоянного тока (рис. 5.20) применяются различные варианты гальванометрических усилителей, которые вследствие высокой чувствительности гальванометра могут иметь высокий коэффициент преобразования.

На рис. 5.21 представлена принципиальная схема потенциометра, в которой использован гальванометр с фотоэлектрическим преобразователем. На подвижной части гальванометра Γ укреплено зеркальце, на которое направляется луч света от лампочки L . При повороте подвижной части гальванометра луч света попадает на фотозлемент $\Phi Э$. Фототок усиливается усилителем $У$, и ток I , измеряемый прибором, создает на резисторе $R_{0.c}$ компенсирующее напряжение.

Подобные потенциометры, или, как их еще часто называют, фотогальванометрические усилители, разработаны и выпускаются серийно. Потребляемая

мощность от источника измеряемого напряжения ничтожно мала и может составлять примерно $5 \cdot 10^{-15}$ Вт при максимальном значении измеряемой величины.

Такие потенциометры по своим характеристикам значительно превосходят магнитоэлектрические зеркальные гальванометры, имеют значительно меньшее время успокоения, позволяют осуществлять запись при помощи самопишущих приборов и могут измерять очень малые постоянные токи. Помимо гальванометрических усилителей с использованием фотоэлементов или фоторезисторов применяются гальванометрические усилители с преобразователями взаимной индуктивности и термоэлементами.

Можно создать гальванометрический усилитель без обратной связи, чем достигается еще более высокая чувствительность, но при этом изменения параметров схемы под действием различных внешних факторов (изменения температуры окружающей среды, колебания напряжения вспомогательного источника питания и др.) вносят погрешность в измерения.

Автоматические потенциометры переменного тока. Автоматические потенциометры могут быть полярно-координатными и прямоугольно-координатными.

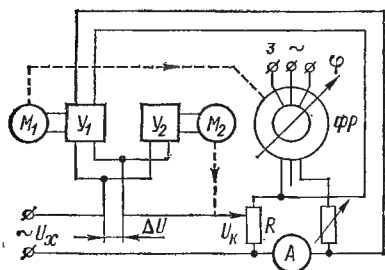


Рис. 5.22. Схема автоматического полярно-координатного потенциометра

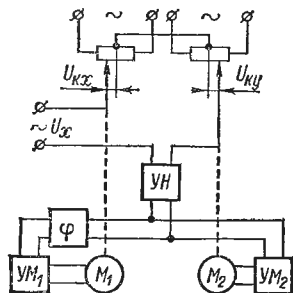


Рис. 5.23. Схема автоматического прямоугольно-координатного потенциометра

На рис. 5.22 показан принцип устройства автоматического полярно-координатного потенциометра. Как видно из схемы, измеряемое напряжение U_x уравнивается компенсирующим напряжением U_k . Так как для достижения равновесия компенсирующее напряжение должно быть равно по значению и противоположно по фазе измеряемому, делитель R питается от фазорегулятора ΦP , ротор которого связан с ротором реверсивного двигателя M_1 переменного тока.

Фазочувствительный усилитель U_1 реагирует на разность фаз измеряемого и компенсирующего напряжений. При наличии дополнительного к 180° сдвига между векторами U_x и U_k ротор двигателя M_1 придет во вращение и будет поворачивать ротор фазорегулятора ΦP до тех пор, пока вектор U_k не окажется точно в противофазе с вектором U_x .

Усилитель U_2 реагирует на абсолютное значение ΔU . Ротор двигателя M_2 вращается до тех пор, пока не наступит равенства по абсолютному значению напряжений U_x и U_k . Отсчет величины U_x производится по шкале делителя напряжения R , а фазы — по углу поворота ротора фазорегулятора.

Автоматический прямоугольно-координатный потенциометр может быть выполнен по различным схемам. Одна из возможных схем показана на рис. 5.23. Угол сдвига между U_{kx} и U_{ky} равен 90° . Разность между геометрической суммой этих напряжений и измеряемым U_x подается на усилитель напряжения U_H . Усилители мощности U_{M1} и U_{M2} и двигатели M_1 и M_2 переменного тока являются фазочувствительными. Введением дополнительных цепей ϕ в один из усилителей мощности (например, U_{M1}) можно добиться такого положения, что один из двигателей будет приходить в действие от составляющей напряжения $\Delta U \cos \theta$,

а второй — от составляющей напряжения $\Delta U \sin \theta$ (см. векторную диаграмму рис. 5.24).

Двигатели будут работать до тех пор, пока имеются эти составляющие, т. е. до момента уравнивания измеряемого напряжения U_x компенсирующим напряжением U_k .

Вследствие инерционности двигателей процесс уравнивания завершается за 3—4 с.

Двухкоординатные автоматические самопишущие приборы (графопостроители). Рассмотренные автоматические мосты и потенциометры производят регистрацию измеряемой величины в функции времени. Для этого диаграммная бумага в этих приборах перемещается пропорционально времени специальным приводным механизмом. Выпускаемые в настоящее время двухкоординатные автоматические самопишущие приборы предназначены для регистрации одной переменной в функции другой, т. е. $y = f(x)$. Измеряемые величины x и y подаются каждая на свою измерительную цепь (мост или потенциометр). Если величина x обуславливает перемещение регистрирующего устройства с помощью одного из приводов по одной оси координат, то величина y обеспечивает перемещение этого регистрирующего устройства по другой оси с помощью другого приводного механизма. Таким образом обеспечивается запись графика функции $y = f(x)$.

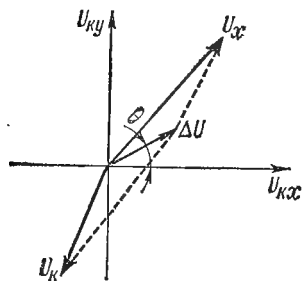


Рис. 5.24. Векторная диаграмма измерительной цепи автоматического прямоугольно-координатного потенциометра

ГЛАВА ШЕСТАЯ

ИЗМЕРЕНИЯ ФИЗИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН ЦИФРОВЫМИ ПРИБОРАМИ

6.1. Общие сведения

Основные понятия и определения. В настоящее время широко применяются цифровые измерительные приборы (ЦИП), имеющие ряд достоинств по сравнению с аналоговыми электроизмерительными приборами. Цифровыми называются приборы, автоматически вырабатывающие дискретные сигналы измерительной информации, показания которых представляются в цифровой форме. В цифровых приборах в соответствии со значением измеряемой величины образуется код, а затем в соответствии с кодом измеряемая величина представляется на отсчетном устройстве в цифровой форме.

Применительно к цифровым приборам код — серия условных сигналов (обычно электрических) или комбинация состояний или положений элементов ЦИП. Код может подаваться в цифровое регистрирующее устройство, вычислительную машину или другие автоматические устройства.

Неавтоматические лабораторные потенциометры и мосты с декадными магазинами сопротивлений по существу являются цифро-

выми приборами (неавтоматическими), так как в них положение ручек (штепселей) декадных магазинов сопротивления после уравнивания (оператором) образует код и результат выражается в цифровой форме.

Развитие электроизмерительной техники, а также других смежных областей привело к созданию автоматических цифровых приборов, которые будут рассматриваться в этой главе.

Цифровой прибор включает в себя два обязательных функциональных узла: аналого-цифровой преобразователь (АЦП) и цифровое отсчетное устройство.

АЦП выдает код в соответствии со значением измеряемой величины, а отсчетное устройство отражает значение измеряемой величины в цифровой форме.

Аналого-цифровые преобразователи являются не только составной частью ЦИП; они также используются в измерительных информационных, управляющих и других системах. АЦП выпускаются промышленностью и в качестве автономных устройств.

Автономные АЦП отличаются от ЦИП отсутствием десятичного отсчетного устройства, т. е. они дают на выходе только код, обычно выполняются более быстродействующими, чем ЦИП, но менее точными; обычно они имеют один диапазон для одной измеряемой величины.

Принципы построения ЦИП и АЦП будут рассматриваться на примерах ЦИП.

Кроме АЦП, к цифровым преобразователям относят цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП), предназначенные для преобразования кода в аналоговую величину. ЦАП может применяться не только как составной узел ЦИП и АЦП, но и как автономное устройство.

Иногда ЦИП содержат предварительные аналоговые преобразователи, преобразующие измеряемую величину в другую величину, более удобную для преобразования в код.

Для образования кода непрерывная измеряемая величина в ЦИП дискретизируется во времени и квантуется по уровню.

Дискретизацией непрерывной во времени величины $x(t)$ называется операция преобразования $x(t)$ в прерывную во времени, т. е. в величину, значения которой отличны от нуля и совпадают с соответствующими значениями $x(t)$ только в определенные моменты времени. Промежуток между двумя соседними моментами времени дискретизации называется шагом дискретизации, который может быть постоянным или переменным.

Квантованием по уровню непрерывной по уровню величины $x(t)$ называется операция преобразования $x(t)$ в квантованную величину $x_k(t)$. Квантованная величина — величина, которая может принимать в заданном диапазоне определенное конечное число значений. Фиксированные значения квантованной величины называются уровнями квантования. Разность между двумя ближайшими уровнями называется ступенью, или шагом квантования, или квантом.

Код в ЦИП вырабатывается в соответствии с отождествляемым измеряемому значению уровнем квантования. Отождествление может производиться с ближайшим уровнем квантования, ближайшим большим или равным, ближайшим меньшим или равным, а также с ближайшим большим или ближайшим меньшим или равным уровнем квантования.

Число возможных уровней квантования определяется устройством ЦИП. От числа уровней квантования зависит емкость (число возможных отсчетов) отсчетного устройства. Например, если у ЦИП отсчетное устройство имеет максимальное показание 999, то такой прибор бесконечное множество значений измеряемой величины в пределах от 0 до 999 отражает всего 1000 различными показателями, т. е. в этом приборе измеряемая величина преобразуется

в квантованную, имеющую 1000 уровней квантования.

В результате квантования измеряемой величины по уровню возникает погрешность дискретности, обусловленная тем, что бесконечное множество значений измеряемой величины отражается лишь ограниченным количеством показаний ЦИП. Возникновение погрешности дискретности иллюстрирует рис. 6.1, где $x(t)$ — график изменения

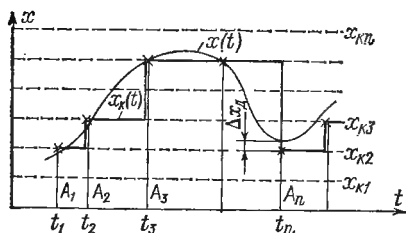


Рис. 6.1. Квантование непрерывной измеряемой величины по уровню и дискретизация во времени

измеряемой величины; $x_k(t)$ — график изменения квантованной величины при отождествлении с ближайшим уровнем квантования; $t_1, t_2, \dots, t_n$ — моменты времени измерений; $x_{k1}, x_{k2}, \dots, x_{kn}$ — уровни квантования; $A_1, A_2, \dots, A_n$ — ординаты, соответствующие показаниям ЦИП при измерении $x(t)$ в моменты $t_1, t_2, \dots, t_n$.

Как видно, в большинстве случаев измерений имеется разность между показаниями ЦИП и значениями измеряемой величины в моменты измерений. Эта разность есть абсолютная погрешность дискретности Δx_d .

Погрешность дискретности присуща ЦИП и отсутствует у аналоговых приборов. Однако эта погрешность не является препятствием для увеличения точности прибора, так как соответствующим выбором числа уровней квантования погрешность дискретности можно сделать сколь угодно малой.

Следует заметить, что погрешность, возникающая в результате округления оператором отсчетов показаний аналогового прибора, аналогична погрешности дискретности цифровых приборов.

Иногда возникает необходимость восстанавливать все значения непрерывной измеряемой величины по ряду измеренных мгновенных значений. Практически это удастся сделать всегда с погрешностью, носящей название погрешности аппроксимации.

Если ЦИП или АЦП предназначаются для получения результатов измерений, по которым будут восстанавливаться все промежуточные непрерывные значения измеряемой величины, то быстроедействие таких приборов и преобразователей выбирается с учетом допустимой погрешности аппроксимации и характера изменения измеряемой величины.

Системы счисления, коды. В ЦИП значение измеряемой величины преобразуется в код, т. е. кодируется. Кодирование может производиться по определенному правилу, например, с использованием системы счисления.

В привычной для нас десятичной системе счисления любое целое число N может быть представлено в виде:

$$N = \sum_{i=1}^{i=n} k_i \cdot 10^{i-1},$$

где n — число разрядов; k_i — коэффициент, который может принимать значения 0, 1, 2, ..., 9 (используется 10 различных символов).

Например, число 902 можно представить в виде суммы: $9 \cdot 10^2 + 0 \cdot 10^1 + 2 \cdot 10^0$.

Для упрощения записи обычно пишут только значения коэффициентов (символов) k_i , располагая их слева направо по убывающим номерам. При такой записи положение коэффициента определяет его принадлежность к определенному разряду, т. е. определяет его «вес».

Любое целое число N можно выразить также в двоичной системе:

$$N = \sum_{i=1}^{i=n} k_i \cdot 2^{i-1},$$

где n — число разрядов; k_i — коэффициент, который может принимать значения 0 и 1 (используются два символа).

Например, то же число 902 в двоичной системе: $1 \cdot 2^9 + 1 \cdot 2^8 + 1 \cdot 2^7 + 0 \cdot 2^6 + 0 \cdot 2^5 + 0 \cdot 2^4 + 0 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0$.

Для упрощения записи указываются только коэффициенты k_i , располагаемые в соответствии с порядком следования разрядов, т. е. в упрощенном виде число 902 в двоичной системе равно 1110000110.

Наиболее простая система счисления — единичная, в которой имеется один символ (цифра 1), при помощи которого можно выразить любое число, например, следующим образом:

Число в десятичной системе счисления	1	2	3	4 . . .
Число в единичной системе счисления	1	11	111	1111 . . .

Находят применение комбинации систем счисления. Например, двоично-десятичная система строится на сочетании признаков двоичной и десятичной систем. Расположение десятичных разрядов сохраняется, но цифра каждого десятичного разряда изображается

в двоичной системе. Число 902 в двоично-десятичной системе: 1001 0000 0010.

Запись чисел в двоично-десятичной системе требует четкого разграничения десятичных разрядов.

Коды могут образовываться и без использования систем счисления. Например, каждый десятичный разряд может быть выражен комбинацией целых положительных чисел A_1, A_2, A_3, A_4 . Эти числа выбираются так, чтобы их линейная комбинация: $S = k_1A_1 + k_2A_2 + k_3A_3 + k_4A_4$, могла принимать любое целое число от 0 до 9 при k_1, k_2, k_3, k_4 , принимающих значения 0 или 1. Например, $A_1 - A_4$ выбираются такими: 2, 4, 2, 1, или 4, 2, 2, 1, или 5, 2, 1, 1 и т. д.

При физической реализации кодов каждому символу используемой системы счисления должен соответствовать свой физический элемент кода.

В зависимости от очередности передачи элементов кода все коды можно разделить на последовательные и параллельные. У последовательного кода элементы кода передаются последовательно во времени, причем могут передаваться по одному каналу. У параллельного кода элементы кода передаются одновременно по различным каналам.

Если образовывать последовательный код импульсами постоянного тока и считать, что символу «1» двоичной системы счисления соответствует наличие импульса, а отсутствие импульса соответствует символу «0», то число 902 в двоичной системе счисления имеет код, показанный на рис. 6.2, а. Каждый импульс кода в зависимости от места (во времени) имеет определенную значимость — «вес». Код, построенный с использованием двоичной системы, называется двоичным кодом.

На рис. 6.2, б показан последовательный код в виде импульсов тока, представляющий число 902 в единичной системе счисления. Такой код носит название число-импульсного кода или единичного кода. Он более громоздок, чем двоичный, однако находит применение в тех случаях, когда измеряемая величина простыми средствами преобразуется в этот код. Достоинство этого кода заключается также в простоте суммирования импульсов кода с помощью пересчетных схем (см. § 6.3).

Находит применение единичный позиционный код, при использовании которого число выражается положением (порядковым номером) элемента кода на оси времени (последовательный код) или номером канала с элементом кода (параллельный код). На рис. 6.2, в представлен последовательный единичный позиционный код числа 902.

При использовании десятичной системы счисления для образования кода требуется десять различных импульсов, например, различающихся амплитудой. Такой код не применяется, так как для образования и передачи этого кода требуется сложная аппаратура, в то время как для образования и переработки двоичного и единич-

ного кодов могут быть использованы простые, так называемые двоичные элементы, имеющие два устойчивых состояния (§ 6.3). Поэтому практически получил применение единично-десятичный код, в котором для передачи значения десятичного разряда требуется десять элементов кода (десять мест расположения импульса) с весами 0, 1, 2, ..., 9 (рис. 6.2, г).

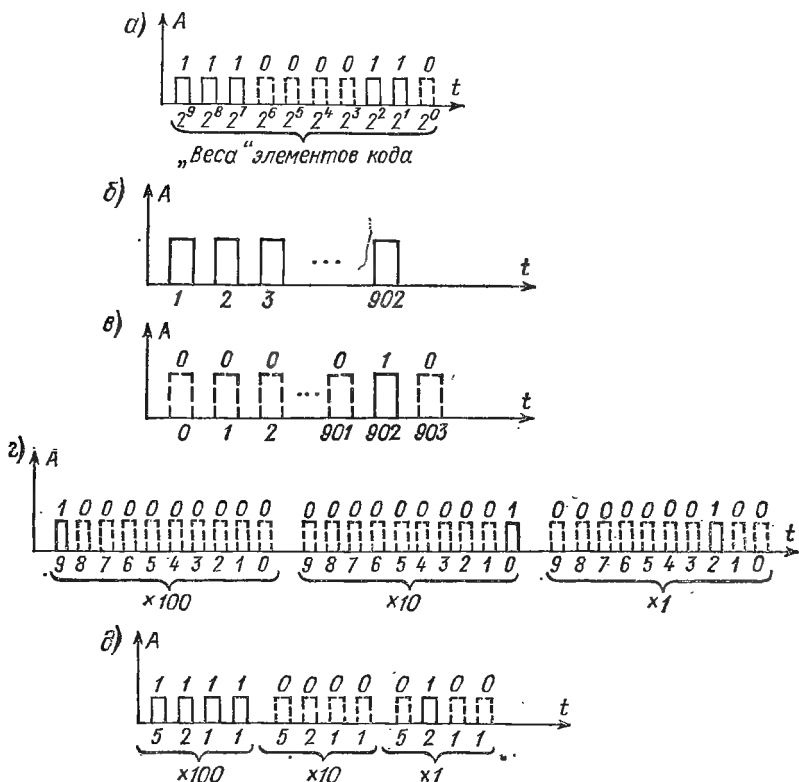


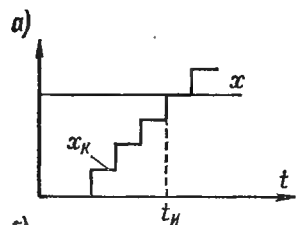
Рис. 6.2. Код числа 902: а — двоичный; б — единичный; в — единичный позиционный; г — единично-десятичный; д — при «весах» элементов кода десятичного разряда, равных 5, 2, 1, 1

Двоичный код более компактен (экономичен), чем единично-десятичный. Кроме того, двоичный код в силу ряда достоинств используется в вычислительных, управляющих и других устройствах. По этой причине двоичный код применяется в АЦП, предназначенных для работы совместно с указанными устройствами. Однако двоичный код не удобен для управления отсчетным устройством по десятичной системе счисления. Поэтому в ЦАП находит применение двоично-десятичный код с «весами» элементов кода одного десятичного разряда, равными 8, 4, 2, 1, а также так называемые тетрадно-десятичные коды с «весами» 2, 4, 2, 1; 4, 2, 2, 1; 5, 2, 1,

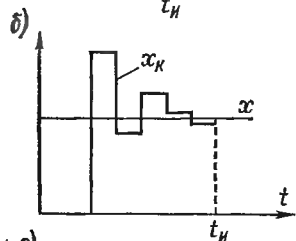
1 и т. д. Эти коды более удобны для управления отсчетным устройством, чем двоичный код, и мало отличаются от двоичного по числу элементов кода.

На рис. 6.2, д показан последовательный код числа 902 при «весах» элементов кода десятичного разряда, равных 5, 2, 1, 1.

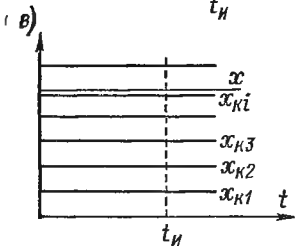
Недостатком кодов с «весами» 2, 4, 2, 1; 4, 2, 2, 1; 5, 2, 1, 1 и т. д. является неоднозначность, проявляющаяся в том, что некоторые значения в пределах одного десятичного разряда соответствуют двум кодам. Например, при выбранных весах элементов кода 5, 2, 1, 1 значению, равному двум, соответствуют коды 0100 и 0011.



Неоднозначность кода ведет к ложным отсчетам, если не принять соответствующих мер.



Наряду с указанными кодами находят применение специальные, так называемые циклические коды, один из которых будет рассмотрен при изучении ЦИП считывания.



Основные методы преобразования значений непрерывных измеряемых величин в коды. Преобразование аналог — код сводится к определению номера отождествляемого уровня квантования и образованию кода, соответствующего отождествляемому уровню.

По способу преобразования выделяют три основных метода:

Метод последовательного счета. При этом методе (рис. 6.3, а) происходит последовательное во времени сравнение измеряемой величины x с известной величиной x_k , изменяющейся (возрастающей или убывающей) во времени скачками, причем каждый скачок соответствует шагу (ступени) квантования по уровню. Число ступеней, при котором наступает равенство $x_k(t_n) = x$ (с некоторой погрешностью),

Рис. 6.3. Методы преобразования значений непрерывных измеряемых величин в коды

равно номеру отождествляемого уровня квантования. В этом случае известная величина воспроизводится набором мер, выбранных по единичной системе счисления. Возможно инверсное преобразование, при котором известная постоянная величина сравнивается с равномерно квантованной величиной, функционально связанной с измеряемой величиной.

Метод сравнения и вычитания (кодо-импульсный, поразрядного уравнивания). При этом методе (рис. 6.3, б) происходит последовательное во времени сравнение измеряемой величины x с известной величиной x_k , изменяющейся во времени скачками по опре-

деленному алгоритму. Известная величина воспроизводится набором мер, выбранных по определенному правилу (исключая единичную систему счисления). Скачки зависят от принятого набора мер. Значение известной величины, при которой наступает равенство $x_k(t_i) = x$, соответствует номеру отождествляемого уровня квантования, т. е. определенному набору мер. Код, образуемый в процессе этой операции, соответствует отождествляемому уровню.

Метод считывания. При этом методе (рис. 6.3, в) происходит одновременное сравнение измеряемой величины x с известными величинами $x_{k1}, x_{k2}, \dots, x_{ki}$, воспроизводимыми набором мер, выбранных по определенному правилу. Известная величина, равная измеряемой ($x_{ki} = x$), дает номер отождествляемого уровня квантования.

Классификация ЦИП. Основные метрологические свойства ЦИП без предварительных аналоговых преобразователей определяются способом преобразования непрерывной величины в код, так как дальнейшая передача и преобразования кода практически не вносят погрешности. Поэтому основной классификацией ЦИП (а также АЦП) является классификация по способу преобразования непрерывной измеряемой величины в код. Такая классификация позволяет судить о возможных свойствах прибора по принадлежности ЦИП к определенной группе классификации.

В зависимости от способа преобразования непрерывной величины в код выделяются следующие группы ЦИП.

ЦИП последовательного счета. Эти приборы основаны на использовании метода последовательного счета. Отличительный признак таких приборов состоит в том, что значение измеряемой величины сначала преобразуется в число-импульсный код, который затем преобразуется в другие коды, удобные для управления отсчетным устройством и для выдачи кода в другие устройства.

ЦИП поразрядного уравнивания (кодо-импульсные) основаны на использовании метода сравнения и вычитания.

ЦИП считывания строятся с использованием метода считывания.

Кроме основной классификации, известны классификации по различным критериям.

По измеряемой величине ЦИП разделяются на вольтметры, частотомеры, фазометры, омметры, вольтметры и т. д. В зависимости от степени усреднения значений измеряемой величины ЦИП делятся на приборы, измеряющие мгновенное значение, и приборы, измеряющие среднее значение за определенный интервал времени (интегрирующие). Кроме того, все ЦИП делятся на группы по точности, быстродействию, надежности. По режиму работы все ЦИП разделяются на приборы циклические (развертывающие или программные) и приборы следящие.

В циклических (развертывающих) приборах весь процесс преобразования протекает всегда независимо от значения измеряемой величины по заданной программе от начала до конца. В следящих

ЦИП процесс преобразования начинается только при отклонении измеряемой величины от ранее измеренного значения на определенное приращение. Характер процесса преобразования зависит от значения отклонения измеряемой величины.

6.2. Основные характеристики цифровых приборов

Статические погрешности. Основная погрешность ЦИП складывается обычно из следующих четырех составляющих:

погрешности дискретности Δx_d ;

погрешности реализации уровней квантования Δx_p , возникающей от несоответствия принятых значений уровней квантования и их реальных значений, так как измеряемая величина квантуется в соответствии с реальными значениями уровней, а отсчет производится в соответствии с принятыми значениями (номерами);

погрешности Δx_q от наличия порога чувствительности или от нестабильности порога чувствительности сравнивающего устройства (если приняты меры, исключаяющие влияние порога чувствительности), возникающей при сравнении неизвестной величины с известной величиной;

погрешности Δx_n от действия помех на ЦИП и его элементы.

Составляющие Δx_p , Δx_q и Δx_n обусловлены несовершенством прибора, и поэтому они называются составляющими инструментальной погрешности.

Погрешность дискретности — методическая погрешность.

Рассмотрим погрешность дискретности при разных способах отождествления уровня квантования. Для упрощения анализа положим, что $\Delta x_p = 0$, $\Delta x_q = 0$, $\Delta x_n = 0$.

Погрешность дискретности при разных способах отождествления можно рассмотреть на примере прибора последовательного счета, в котором измеряемая величина x сравнивается с известной величиной x_k , изменяющейся во

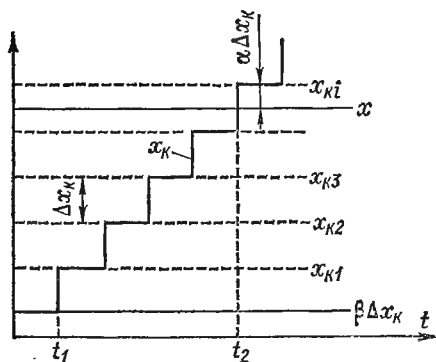


Рис. 6.4. Сравнение неизвестной величины x и известной квантованной величины x_k

времени скачками в один квант (см. рис. 6.4). Последовательно с источником x_k включен источник $\beta \Delta x_k$.

Определение отождествляемого уровня происходит при установлении равенства x_k и x или, точнее, при выполнении условия

$$(x_{ki} + \beta \Delta x_k) \geq x.$$

Показания прибора должны устанавливаться в соответствии с отождествляемым, т. е. в данном случае с уровнем x_{ki} . Номер

отождествляемого уровня, а следовательно и погрешность прибора зависят от значений x и β .

После фиксации равенства x_k и x в момент t_2 установится соотношение

$$(x_{ki} + \beta \Delta x_k) - x = \alpha \Delta x_k,$$

где α — случайный безразмерный коэффициент, принимающий при повторных измерениях значение в пределах от 0 до 1.

Погрешность прибора при этом будет

$$\Delta x = x_{ki} - x = \alpha \Delta x_k - \beta \Delta x_k.$$

В полученной погрешности можно выделить две составляющие: случайную составляющую $\Delta x_d = \alpha \Delta x_k - \Delta x_k/2$ и систематическую составляющую $\Delta x_k/2 - \beta \Delta x_k$. Случайная составляющая Δx_d носит название погрешности дискретности (квантования).

Таким образом, при указанных условиях погрешность прибора

$$\Delta x = (\alpha \Delta x_k - \Delta x_k/2) + (\Delta x_k/2 - \beta \Delta x_k) = \Delta x_d + (\Delta x_k/2 - \beta \Delta x_k).$$

Значения погрешности дискретности лежат в пределах от $-\Delta x_k/2$ до $\Delta x_k/2$. В силу равной вероятности появления любого значения измеряемой величины в пределах одного шага квантования дифференциальный закон распределения погрешности дискретности принимается равномерным в пределах от $-\Delta x_k/2$ до $\Delta x_k/2$. Следовательно, среднеквадратическое отклонение погрешности дискретности

$$\sigma[\Delta x_d] = \frac{\Delta x_k}{2\sqrt{3}}.$$

Изменение $\beta \Delta x_k$ ведет к изменению способа отождествления и, следовательно, к изменению систематической составляющей погрешности прибора.

Действительно, при $\beta = 0$ систематическая составляющая погрешности прибора $M[\Delta x] = \Delta x_k/2$, что соответствует отождествлению с ближайшим большим по значению или равным уровнем квантования.

При $\beta = 1$ имеем $M[\Delta x] = -\Delta x_k/2$, что соответствует отождествлению с ближайшим меньшим по значению или равным уровнем квантования.

При $\beta = 0,5$ имеем $M[\Delta x] = 0$, что соответствует отождествлению с ближайшим по значению уровнем квантования (см. рис. 6.1).

В самом общем случае при $0 \leq \beta \leq 1$ имеем $M[\Delta x] = (0,5 - \beta) \Delta x_k$ и при этом отождествление происходит с ближайшим большим или с ближайшим меньшим или равным по значению уровнем квантования.

На рис. 6.5 показана зависимость погрешности прибора от измеряемой величины для разных значений β . Периодический характер погрешности придает периодическая зависимость $\alpha = f(x)$. На ри-

сунке также видна зависимость систематической составляющей от β (от способа отождествления).

Из приведенных выражений и рисунка следует, что для уменьшения погрешности прибора необходимо стремиться к отождествлению с ближайшим уровнем квантования, но погрешность прибора не может быть меньше погрешности дискретности.

Для определения влияния порога чувствительности $x_{ср}$ сравнивающего устройства СУ примем $\Delta x_p = 0$, $\Delta x_n = 0$, $x = \text{const}$ и будем считать, что величина x_k возрастает во времени скачками в один квант (см. рис. 6.6) и срабатывание СУ происходит при

$$x_{ki} \geq x + x_{ср}.$$

В этом случае погрешность прибора

$$\begin{aligned} \Delta x &= x_{ki} - x = \alpha \Delta x_k + x_{ср} = \\ &= (\alpha \Delta x_k - \Delta x_k/2) + (\Delta x_k/2 + x_{ср}), \end{aligned}$$

где $\alpha = 0 \div 1$.

Как видно, погрешность Δx имеет две составляющие, из которых первая $(\alpha \Delta x_k - \Delta x_k/2)$ — погрешность дискретности, а вторая — систематическая, зависящая от порога чувствительности СУ. Для уменьшения систематической составляющей применяют СУ с $x_{ср} \rightarrow 0$ или последовательно с x_k вводят дополнительный сиг-

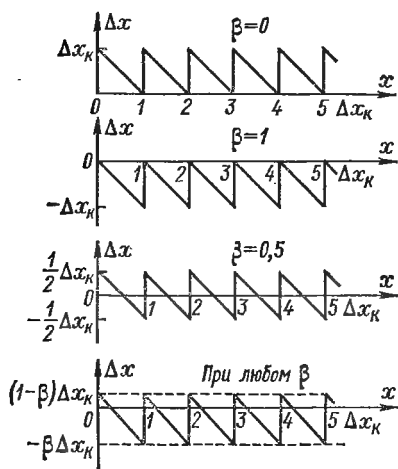


Рис. 6.5: Зависимость погрешности ЦП от измеряемой величины

нальный, равный $x_{ср} + \Delta x_k/2$. В последнем случае систематическая составляющая будет равна нулю.

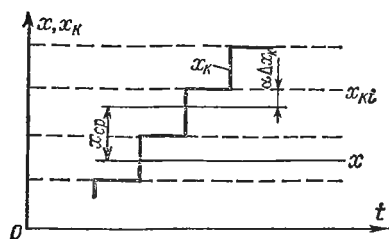


Рис. 6.6. Влияние порога чувствительности СУ на погрешность ЦП разvertyвающего действия

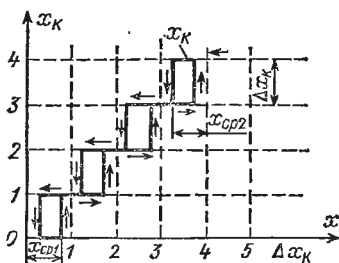


Рис. 6.7. Влияние порога чувствительности СУ на погрешность ЦП следящего действия

нальный, равный $x_{ср} + \Delta x_k/2$. В последнем случае систематическая составляющая будет равна нулю.

Иные требования предъявляются к СУ в приборах следящего действия (рис. 6.7). В этих приборах срабатывание СУ происходит

при

$$x \geq x_{ki} + x_{ср1} \text{ при увеличении } x;$$

$$x \leq x_{ki+1} - x_{ср2} \text{ при уменьшении } x.$$

Можно показать, что если $x_{ср1}$ и $x_{ср2}$ меньше $\Delta x_k/2$, то в приборе возникают автоколебания, т. е. будут происходить непрерывные переключения с уровня x_k на x_{ki+1} и обратно. Поэтому чтобы не было автоколебаний и погрешность Δx_k была бы минимальна, необходимо, чтобы $x_{ср1}$ и $x_{ср2}$ были в пределах $0,5 \Delta x_k \div \Delta x_k$.

В ЦИП считывания возможно возникновение погрешности считывания, которая будет рассматриваться в § 6.6.

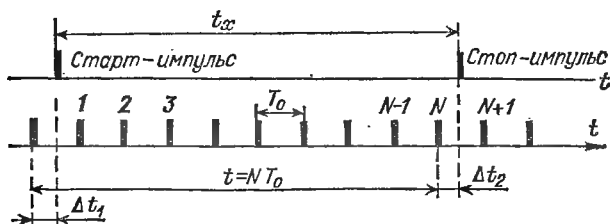


Рис. 6.8. Погрешности ЦИП при квантовании временного интервала

Рассмотрим погрешности, возникающие в ЦИП при квантовании временного интервала. Временной интервал t_x в ЦИП измеряется путем подсчета числа квантующих импульсов стабильной частоты $f_0 = 1/T_0$, прошедших в счетчик импульсов за время t_x (рис. 6.8).

В общем случае t_x не кратно T_0 , и поэтому возникает погрешность $\Delta t = t - t_x$, где $t = NT_0$ (N — число импульсов, зафиксированных счетчиком импульсов). Эта погрешность зависит от временного сдвига старт- и стоп-импульсов относительно квантующих импульсов и выражается в виде двух составляющих:

$$\Delta t = \Delta t_1 - \Delta t_2 = \alpha_1 T_0 - \alpha_2 T_0,$$

где $\alpha_1 = 0 \div 1$ и $\alpha_2 = 0 \div 1$ — случайные коэффициенты.

Первая составляющая $\Delta t_1 = \alpha_1 T_0$ называется погрешностью от случайного расположения начала шкалы. Она всегда находится в пределах $0 - T_0$ и имеет равномерный дифференциальный закон распределения, так как появление старт-импульса между квантующими импульсами равновероятно. Вторая составляющая $\Delta t_2 = \alpha_2 T_0$ — погрешность, вызванная случайным расположением стоп-импульса относительно квантующих импульсов и соответствующая отождествлению с ближайшим меньшим или равным уровнем квантования. Дифференциальный закон распределения этой погрешности — равномерный в пределах $-T_0 \div 0$.

Результирующая предельная погрешность $\Delta t_m = \pm T_0$; относительная результирующая предельная погрешность

$$\delta_m = \pm \frac{T_0}{t_x} \approx \pm \frac{T_0}{NT_0} = \pm \frac{1}{N}.$$

Закон распределения результирующей погрешности определяется как композиция законов распределения двух указанных составляющих и является распределением Симпсона (треугольным) в пределах $-T_0 \div +T_0$.

Среднеквадратическое отклонение и систематическая составляющая результирующей погрешности соответственно равны:

$$\sigma[\Delta t] = \frac{T_0}{\sqrt{6}}; \quad M[\Delta t] = 0.$$

Рис. 6.9. Возникновение динамической погрешности второго рода

Предельные значения и среднеквадратическое отклонение результирующей погрешности снижаются синхронизацией стартового и квантующего импульсов со сдвигом $T_0/2$, т. е. путем расположения стартового импульса в середине между двумя соседними квантующими импульсами.

В этом случае $\Delta t_1 = T_0/2$; $\Delta t = T_0/2 - \alpha_2 T_0$, а предельные значения, среднеквадратическое отклонение и систематическая составляющая результирующей погрешности соответственно равны:

$$\Delta t_m = \pm \frac{T_0}{2}; \quad \sigma[\Delta t] = \frac{T_0}{2\sqrt{3}}; \quad M[\Delta t] = 0.$$

В дальнейшем под погрешностью квантования временного интервала будем понимать результирующую погрешность двух составляющих: Δt_1 и Δt_2 .

Погрешности от неточности реализации уровней квантования и действия помех будут рассмотрены ниже.

Дополнительные погрешности ЦИП, так же как и в аналоговых приборах, возникают при изменении внешних факторов (температуры, напряжения и частоты источника питания, действия помех и т. д.).

Динамические погрешности. Различают динамические погрешности первого и второго рода. Динамические погрешности первого рода, так же как и в аналоговых приборах, обусловлены инерционностью элементов измерительной части прибора и так же влияют на динамические свойства ЦИП. Динамические погрешности второго рода возникают из-за того, что измерение производится в один момент времени, предположим t_2 (см. рис. 6.9), а результат измерения приписывается обычно либо началу цикла преобразования t_1 , либо концу цикла преобразования t_3 . Это приводит к возникновению погрешности Δx_1 или Δx_2 .

Максимальная приведенная динамическая погрешность второго рода

$$\gamma = \pm \frac{\Delta x}{x_m} = \frac{x' T_{\text{ц}}}{x_m},$$

где Δx — максимальное изменение измеряемой величины за время $T_{\text{ц}}$; x_m — максимальное значение измеряемой величины; x' — средняя скорость изменения измеряемой величины за время $T_{\text{ц}}$.

Для синусоидального входного сигнала частотой f максимальная приведенная динамическая погрешность второго рода

$$\gamma = 2\pi f T_{\text{ц}}.$$

Из полученных выражений следует, что динамическая погрешность второго рода, так же как и динамическая погрешность первого рода, ограничивает допустимую скорость изменения (частоту) измеряемой величины при заданном цикле $T_{\text{ц}}$.

Нормирование основной погрешности. Анализ показывает, что обычно ЦИП имеют аддитивную и мультипликативные составляющие, поэтому предел основной допускаемой погрешности (в процентах) выражается двучленной формулой вида

$$\delta = \pm \left[a_0 + b_0 \left(\frac{x_{\text{к}}}{x} - 1 \right) \right],$$

где a_0 , b_0 — постоянные числа; $x_{\text{к}}$ — верхний предел диапазона измерений.

Для ЦИП нормируются значения a_0 и b_0 , которые выбираются из определенного ряда по ГОСТ 13600—68. Класс точности ЦИП определяется совокупностью a_0/b_0 (см. гл. 1).

Диапазон измерений, порог чувствительности, разрешающая способность. Диапазон измерений — область значений измеряемой величины, для которой нормированы допускаемые погрешности прибора. Если прибор предназначен для измерения величины, изменяющейся в широких пределах, то с целью повышения точности измерения в приборе предусматривается несколько диапазонов, которые переключаются вручную или автоматически.

Важными характеристиками ЦИП являются порог чувствительности и разрешающая способность. Под порогом чувствительности ЦИП понимается наименьшее изменение измеряемой величины, вызывающее изменение показания прибора.

Разрешающая способность — значение (цена) одной единицы младшего разряда отсчетного устройства.

Входное сопротивление прибора. Оно влияет на потребляемую мощность от измеряемой цепи и в конечном итоге на результат измерения. Чтобы влияние было минимальным, например у вольтметров, входное сопротивление делают по возможности большим. Если допустить относительную погрешность измерения из-за падения напряжения на внутренней цепи источника измеряемого напряжения равной δ , то соотношение между входным сопротивле-

нием вольтметра $R_{вх}$ и внутренним сопротивлением источника сигнала R_i будет следующим: $R_i \approx \delta R_{вх}$. У современных цифровых вольтметров постоянного тока на некоторых пределах входное сопротивление достигает 10^{10} Ом и более, а при использовании входного делителя — 10^6 — 10^7 Ом.

Входная цепь цифровых приборов может являться источником тока. Поэтому для некоторых приборов нормируется предельное значение входного тока.

У вольтметров с уравниванием измеряемой величины входное сопротивление иногда изменяется в процессе измерения, что может явиться причиной появления динамической погрешности при измерении напряжения источника, содержащего реактивные элементы.

Для приборов переменного тока эквивалентная схема входной цепи рассматривается как параллельно включенные резистор и конденсатор, соответственно сопротивление и емкость которых указываются отдельно.

Быстродействие. Этот параметр характеризуется числом измерений, выполняемых прибором с нормированной погрешностью в единицу времени. Для преобразователей быстродействие характеризуется числом преобразований с нормированной погрешностью в единицу времени. Знание быстродействия как характеристики прибора важно при измерении либо одной быстро меняющейся во времени величины, либо при измерениях нескольких величин,

поочередно подключаемых к одному прибору. И в том и в другом случае при заданной скорости изменения измеряемой величины быстродействие (цикл измерения) влияет на динамическую погрешность. Кроме того, от быстродействия прибора зависит погрешность аппроксимации.

Для ЦИП указывается также время измерения — время, прошедшее от момента изменения изме-

ряемой величины или начала принудительного цикла измерения до момента получения нового результата измерения на отсчетном устройстве с заданной погрешностью.

Помехоустойчивость. Помехи, действующие на ЦИП, делятся на помехи нормального вида и помехи общего вида. Помехи нормального вида (например, наводки на соединительные провода) — помехи, эквивалентный генератор которых U_n' включается последовательно с источником измеряемого сигнала U_x (рис. 6.10). Помеха общего вида возникает из-за наличия разности потенциалов между зажимами источника измеряемого сигнала U_x и точкой заземления прибора (эквивалентный генератор U_n'' с внутренним сопротивлением R_i на рис. 6.10). Ток от источника помехи общего

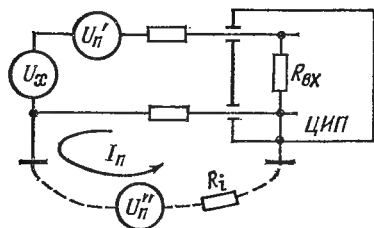


Рис. 6.10. Эквивалентные источники помех

вида, протекая по $R_{вх}$, создает падение напряжения — помеху нормального вида.

Особенно трудна борьба с помехами в точных цифровых вольтметрах постоянного тока. В них для уменьшения действия помех нормального вида, появляющихся в виде переменного напряжения (главным образом частотой 50 Гц), применяют фильтры, а также используют принцип действия, включающий интегрирование входного сигнала (см. § 6.4).

Для борьбы с помехами общего вида схема прибора и его конструкция выбираются так, чтобы сопротивление контура для тока помехи через $R_{вх}$ было максимальным. Это достигается, например, изолированием входной цепи прибора от корпуса прибора. Ослабление действия помех (в децибелах) в цифровых вольтметрах постоянного тока характеризуется величиной

$$D = 20 \lg \frac{U_{п}}{U_{э}},$$

где $U_{п}$ — напряжение источника помехи нормального ($U_{п}$) или общего ($U_{п}''$) вида; $U_{э}$ — входное постоянное напряжение, эквивалентное помехе по результатам действия на прибор.

Надежность. Надежность есть свойство прибора выполнять заданные функции, сохранять свои эксплуатационные показатели в заданных пределах в течение требуемого промежутка времени или требуемой продолжительности работы прибора.

Для характеристики надежности приборов используются так называемые показатели надежности. Согласно ГОСТ 17533—72 в технических условиях указывается один из нижеперечисленных показателей надежности: $P_{\min}$ — минимальное значение вероятности безотказной работы на заданное время; $T_{\min}$ — минимальное значение наработки до первого отказа (для ремонтируемых и неремонтируемых изделий) или минимальное значение наработки на отказ (для ремонтируемых изделий); $\lambda_{\max}$ — максимальное значение интенсивности отказов. В зависимости от требуемых значений показателей надежности ЦИП и АЦП разделяются на группы.

6.3. Узлы цифровых приборов

В ЦИП находит применение ряд специальных узлов, выполняемых с применением элементов электронной техники. В настоящее время при производстве ЦИП широко применяются изделия микроэлектроники — интегральные схемы, представляющие собой очень компактные и надежные функциональные узлы.

Рассмотрим (упрощенно) в общих чертах некоторые наиболее часто встречающиеся в ЦИП узлы.

Триггеры (Тг) — устройства с двумя состояниями устойчивого равновесия, способные скачкообразно переходить из одного состояния в другое с помощью внешнего сигнала. После такого пере-

хода новое устойчивое состояние сохраняется до тех пор, пока другой внешний сигнал не изменит его.

В настоящее время в ЦИП применяют так называемые потенциальные триггеры, состояния которых отличаются уровнем потенциала выходных контактов.

Триггеры, применяемые в ЦИП, выполняют с использованием полупроводниковых элементов (транзисторов, диодов), резисторов, конденсаторов. Триггеры выполняются также в виде интегральных микросхем.

На рис. 6.11 условно изображен триггер, имеющий три входа: нулевой x_0 , единичный x_1 , счетный вход CB , и два выхода: нулевой y_0 и единичный y_1 .

При поступлении управляющего импульса на вход x_0 триггер устанавливается в состояние «1», а при поступлении импульса на вход x_1 — в состояние «0». В состоянии «0» на выходе y_0 низкий потенциал, на выходе y_1 — высокий потенциал. В состоянии «1» на выходе y_0 — высокий, а на выходе y_1 — низкий потенциал.

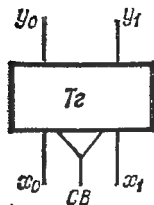


Рис. 6.11.
Условное
обозначение
триггера

При подаче управляющих импульсов на счетный вход триггер переходит из одного состояния в другое от каждого импульса. Находят применение также другие виды триггеров.

Пересчетные устройства (ПУ). Эти устройства применяются в ЦИП для выполнения различных задач, например для деления частоты импульсов, для преобразования число-импульсного кода в двоичный или двоично-десятичный и т. д.

Триггер со счетным входом является пересчетным устройством с коэффициентом пересчета (деления), равным двум, так как частота импульсов, снимаемых с выхода триггера, в два раза ниже частоты импульсов на счетном входе триггера (рис. 6.12, а и б).

Если соединить n триггеров последовательно (рис. 6.12, в), то получим пересчетное устройство с коэффициентом пересчета 2^n . Работа такого устройства поясняется графиками рис. 6.12, г.

Состояния триггеров в указанном пересчетном устройстве (схеме) соответствуют двоичным кодам чисел импульсов, поданных на вход этой схемы (см. табл. 6.1). После подачи 16 импульсов схема из четырех триггеров дает на выходе импульс и возвращается в исходное состояние. В общем случае двоичные пересчетные схемы имеют 2^n различных состояний и после $N = 2^n$ импульсов на входе возвращаются в исходное состояние. Эти схемы используются в делителях частоты, преобразователях число-импульсного кода в двоичный и т. д.

Пересчетные устройства, снабженные цифровым отсчетным устройством для отображения номера состояния схемы, могут использоваться для счета поступающих на вход ПУ импульсов и поэтому называются счетчиками импульсов.

бх. При использовании схемы для преобразования число-импульсного кода в двоичный потенциал, снимаемому с выхода y_0 опрокинутого триггера Tz_1 , приписывается вес «1», импульсу, снимаемому с Tz_2 , приписывается вес «2», снимаемому с Tz_3 — вес «4» и т. д.

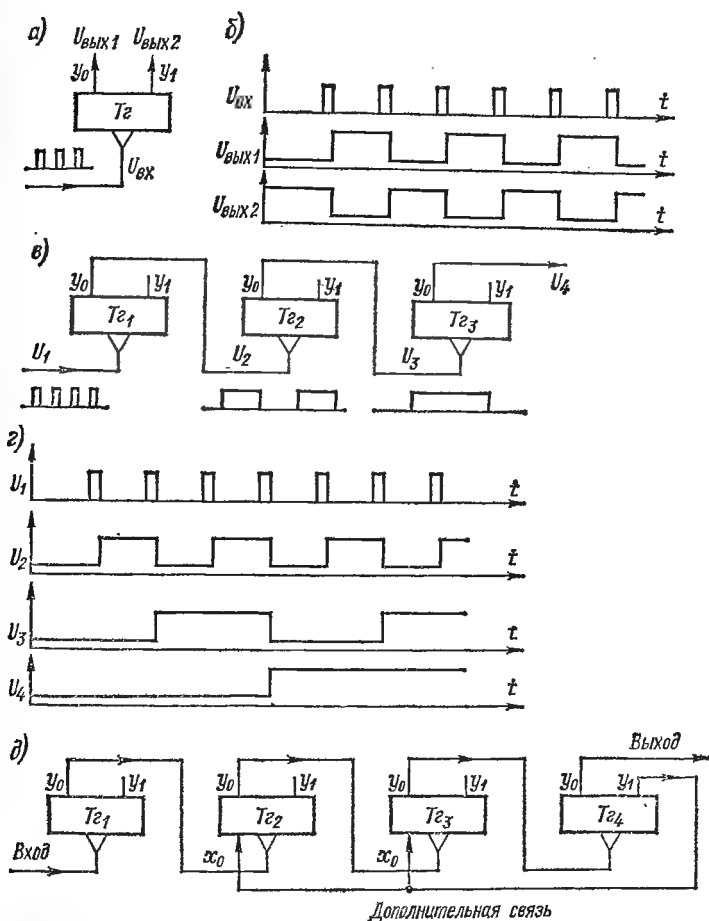


Рис. 6.12. Работа триггера как пересчетного устройства: а — схема триггера; б — графики напряжений для схемы а; в — схема последовательного соединения триггеров; г — графики напряжений для схемы в; д — схема с дополнительными связями

Вводя дополнительные связи в пересчетную схему из четырех триггеров, можно сократить число состояний триггеров до 10 и получить схему с коэффициентом пересчета, равным 10. Известны различные варианты введения дополнительных связей. В качестве примера показана схема (рис. 6.12, д), в которой дополнительная

связь подана с выхода y_1 триггера T_{g4} на входы x_0 триггеров T_{g2} и T_{g3} .

Таблица 6.1

Число импульсов, поданных на вход N	Двоичный код, соответствующий числу N	Состояние триггеров			
		T_{g4}	T_{g3}	T_{g2}	T_{g1}
0	0000	0	0	0	0
1	0001	0	0	0	1
2	0010	0	0	1	0
3	0011	0	0	1	1
4	0100	0	1	0	0
5	0101	0	1	0	1
6	0110	0	1	1	0
7	0111	0	1	1	1
8	1000	1	0	0	0
9	1001	1	0	0	1
10	1010	1	0	1	0
11	1011	1	0	1	1
12	1100	1	1	0	0
13	1101	1	1	0	1
14	1110	1	1	1	0
15	1111	1	1	1	1
16	0000	0	0	0	0

При поступлении первых семи импульсов схема будет работать так же, как и двоичная пересчетная схема (см. табл. 6.2). Восьмой импульс вызывает возврат в состояние «0» T_{g1} , T_{g2} и T_{g3} и опрокидывание T_{g4} . При этом сигнал на выходе y_1 триггера T_{g4} через цепь дополнительной связи вновь ставит триггеры T_{g2} и T_{g3} в состояние «1». Девятый импульс опрокидывает T_{g1} , а десятый всю схему возвращает в исходное состояние.

Таблица 6.2

Число импульсов, поданных на вход	Состояние триггеров			
	T_{g4}	T_{g3}	T_{g2}	T_{g1}
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
Действует дополнительная связь	1	1	1	0
9	1	1	1	1
10	0	0	0	0

T_{g2} — «вес» 2; потенциал с T_{g3} — «вес» 4; потенциал с T_{g4} — «вес» 2.

Таким образом, эта схема работает в соответствии с кодом 1—2—4—2, т. е. преобразует число-импульсный код в пределах одного десятичного разряда в указанный код. Другие варианты

строения десятичных пересчетных схем работают в других кодах, например 1—2—4—8; 1—2—2—4; 1—2—3—7 и т. д.

Соединяя последовательно десятичные пересчетные схемы, можно получить пересчетную схему с коэффициентом пересчета 10^m , где m — число десятичных пересчетных схем. Такие схемы могут применяться в качестве делителей частоты импульсов, преобразователей число-импульсного кода в двоично-десятичный и др.

В ЦИП находят применение реверсивные пересчетные схемы, которые считают импульсы не только на сложение, но и на вычитание. Обычную двоичную пересчетную схему можно сделать работающей на вычитание, если счетные входы триггеров T_{22} , T_{23} и T_{24} подключить не к выходам y_0 , а к выходам y_1 (рис. 6.12, в). Тогда при подаче импульсов состояние триггеров будет соответствовать разнице записанного числа и числа поданных импульсов (табл. 6.3). В табл. 6.3 взято исходное состояние, соответствующее числу 15.

Таблица 6.3

Число импульсов, поданных на вход	Состояние триггеров				Число, соответствующее состояниям триггеров
	T_{24}	T_{23}	T_{22}	T_{21}	
0	1	1	1	1	15
1	1	1	1	0	14
2	1	1	0	1	13
3	1	1	0	0	12
4	1	0	1	1	11
5	1	0	1	0	10
6	1	0	0	1	9
7	1	0	0	0	8
⋮					⋮

Для получения двоичного реверсивного пересчетного устройства необходимы автоматические переключатели выходов триггеров. С целью управления этими переключателями реверсивные пересчетные схемы выполняются на два входа: для суммируемых и для вычитаемых импульсов.

Находят применение также реверсивные двоично-десятичные пересчетные схемы, суммирующие и вычитающие импульсы в двоично-десятичном коде.

Знаковые индикаторы. Для получения показаний в цифровой форме применяются знаковые индикаторы.

Сегментные знаковые индикаторы. Знаковый индикатор для построения цифр 0, 1, ..., 9 может быть осуществлен из 7, 8, 9 и большего числа элементов (сегментов), светящихся при подаче управляющего напряжения. На рис. 6.13, а показано устройство знакового индикатора с семью элементами. Комбинация светящихся элементов образует знак (цифру). Например, на рис. 6.13, а комбинация светящихся элементов образует цифру «4». В качестве светящихся эле-

ментов используют полосы электролюминофора, светодиоды, элементы с использованием жидких кристаллов и т. п.

Для получения отсчета на несколько разрядов применяют соответствующее число знаковых индикаторов.

Газоразрядные знаковые индикаторы. В настоящее время наибольшее распространение получили знаковые индикаторы в виде специальных газоразрядных ламп (рис. 6.13, б). Анод этих ламп выполнен в виде сетки, а катоды, выполненные из тонкой проволоки и расположенные один за другим, имеют форму цифр от 0 до 9 или других знаков (+, —, V, A, Ω и т. д.). Баллон лампы заполняется неоном. Приложение соответствующего напряжения между анодом и катодом вызывает вокруг последнего яркое оранжевое свечение, имеющее форму определенного знака. Число ламп должно соответствовать числу десятичных разрядов отсчетного устройства.

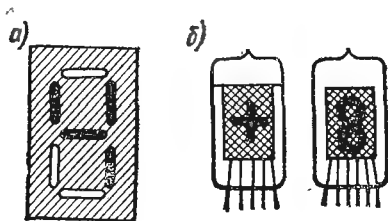


Рис. 6.13. Поэлементный (а) и газоразрядный (б) знаковые индикаторы

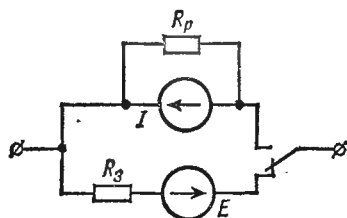


Рис. 6.14. Эквивалентная схема электронного ключа

Кроме рассмотренных, применяются также другие типы знаковых индикаторов.

Ключи и логические элементы. Ключи — устройства, выполняющие функции выключателей и переключателей. Различают ключи логические (цифровые) и измерительные (аналоговые). Первые предназначены для коммутации цепей прохождения сигналов, имеющих всего два различных уровня. Измерительные ключи предназначены для коммутации цепей прохождения сигналов, уровень которых может изменяться непрерывно для передачи непрерывных величин. В качестве ключей, управляемых электрическими сигналами, применяют электрические реле, а также электронные ключи, выполняемые с использованием диодов, транзисторов и других элементов электронных схем.

Ключи электромеханические обладают лучшими ключевыми характеристиками, чем электронные ключи. Однако электромеханические ключи значительно более инерционны и менее надежны, чем электронные.

Как показали исследования, эквивалентная схема электронного (транзисторного) ключа может быть представлена так, как показано на рис. 6.14. Она состоит из «идеального» переключателя, генератора напряжения с э. д. с. E и внутренним сопротивлением R_z

-и генератора тока I с параллельно включенным резистором сопротивлением R_p .

Нижнее положение контакта переключателя соответствует замкнутому состоянию транзисторного ключа, верхнее — разомкнутому состоянию.

Параметры E , R_s , I , R_p носят название остаточных параметров ключа.

Транзисторные измерительные ключи, выполненные на современных транзисторах, имеют E порядка нескольких сотен милливольт; R_s — единиц-десятков омов; I — десятых-сотых долей микроампера; R_p — единиц-десятков мегаомов.

Таким образом, такие ключи влияют на режим коммутируемой цепи и вносят погрешность, зачастую ограничивающую повышение точности ЦИП. Чтобы погрешность, вносимая ключами, была в допустимых пределах, остаточные параметры измерительных ключей не должны превышать допустимых значений. Требования к логическим ключам по остаточным параметрам всегда значительно ниже.

Время переключения измерительных электронных ключей составляет единицы микросекунд.

В ЦИП широко применяют логические элементы (ЛЭ), реализующие логические функции. Входными и выходными величинами этих элементов являются переменные, принимающие только два значения «1» и «0». Рассмотрим основные логические элементы, дающие возможность путем их соединения реализовать любую логическую функцию.

Логический элемент ИЛИ, реализующий функцию логического сложения, имеет несколько входов ($x_1, x_2, \dots, x_n$) и один выход (y). Переменная y принимает значение «1», если хотя бы одна из входных переменных ($x_1, x_2, \dots, x_n$) принимает значение «1». Переменная y принимает значение «0», если все входные переменные равны «0».

Логический элемент И, реализующий функцию логического умножения, также имеет несколько входов ($x_1, x_2, \dots, x_n$) и один выход (y). Переменная y принимает значение «1», если все переменные $x_1, x_2, \dots, x_n$ имеют значение «1». Переменная y равна «0», если хотя бы одна из переменных ($x_1, x_2, \dots, x_n$) равна «0».

Логический элемент НЕ, реализующий функцию логического отрицания, служит для инвертирования значений переменной. Если на входе x равно «1», то на выходе y принимает значение «0»; если x равно «0», то y равно «1».

Элемент И носит название схемы созпадения и может применяться как логический ключ, один из входных сигналов которого служит управляющим.

Логические элементы выполняют как на дискретных элементах (диодах, транзисторах, резисторах), так и в виде интегральных микросхем.

Дешифраторы (ДШ). Это устройства для преобразования параллельных кодов одного вида в параллельные коды другого вида.

В ЦИП применяются дешифраторы, главным образом, для преобразования двоично-десятичных и тетрадно-десятичных кодов в параллельный код, предназначенный для управления знаковыми индикаторами. Известны несколько типов ДШ для преобразования двоичного кода в единичный позиционный (прямоугольные, пирамидальные, двухступенчатые, многоступенчатые).

В качестве примера рассмотрим прямоугольный ДШ для преобразования двоичного кода (в пределах одного десятичного разряда) в единичный позиционный код для управления знаковым индикатором одного десятичного разряда.

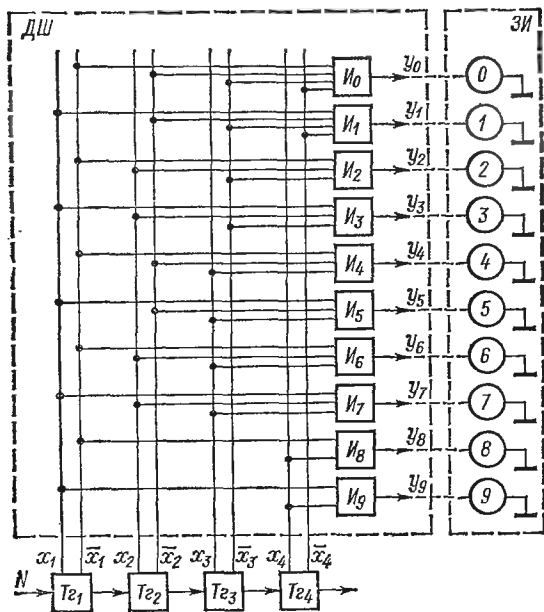


Рис. 6.15. Дешифраторная схема

Дешифратор (рис. 6.15) выполнен на логических элементах И. На вход ДШ подается двоичный код ($x_1 x_2 x_3 x_4$) и его инверсное значение ($\bar{x}_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3 \bar{x}_4$), снимаемые с пересчетной схемы ($Tz_1 - Tz_4$).

В исходном состоянии входные сигналы ДШ $x_1 = 0, x_2 = 0, x_3 = 0, x_4 = 0; \bar{x}_1 = 1, \bar{x}_2 = 1, \bar{x}_3 = 1, \bar{x}_4 = 1$. При этом только на элементе совпадения I_0 все входные сигналы равны 1. Следовательно, $y_0 = 1$. На всех остальных элементах ($I_1 - I_9$) хотя бы один входной сигнал для каждого элемента равен 0, т. е. на выходах $y_1 - y_9$ сигналы равны 0.

При поступлении первого импульса на вход Tz_1 , т. е. при изменении двоичного кода на одну единицу, условие совпадения единиц на входе получается для элемента I_1 , что дает $y_1 = 1$. При подаче второго импульса совпадение единиц имеет место для I_2 , что дает

$y_2 = 1$ и т. д. Таким образом, каждый очередной импульс изменяет значение единичного позиционного кода на единицу и соответственно изменяется на одну единицу показание знакового индикатора ЗИ.

При многоразрядном отсчетном устройстве каждый разряд должен включать в себя дешифраторную схему.

Сравнивающие устройства (СУ). Эти устройства предназначены для сравнения двух величин: x_1 (например, известной) и x_2 (неизвестной), и формирования выходного сигнала y, y_1, y_2 в зависимости от результатов сравнения (рис. 6.16, а и б).

В ЦИП применяют СУ, фиксирующие следующие соотношения между x_1 и x_2 :

1. При $x_1 < x_2$ сигнал на выходе $y = y'$; при $x_1 \geq x_2$ сигнал на выходе $y = y''$.

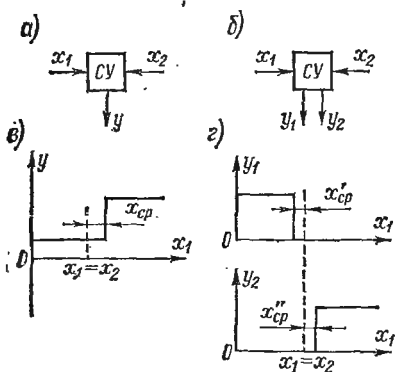


Рис. 6.16. Сравнивающие устройства и их характеристики

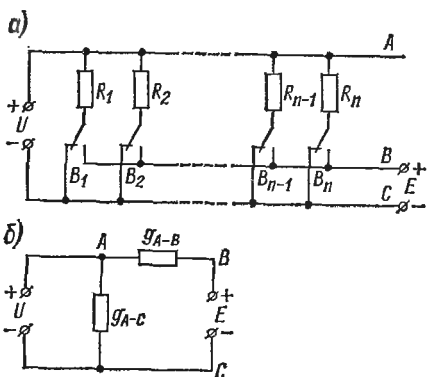


Рис. 6.17. Принципиальная (а) и эквивалентная (б) схемы параллельного дискретного делителя напряжения

2. При $x_1 < x_2$ сигнал на первом выходе $y_1 = y'_1$; при $x_1 > x_2$ сигнал на втором выходе $y_2 = y'_2$; при $x_1 = x_2$ имеем $y_1 = y_2 = 0$.

Практически выходной сигнал реальных СУ изменяет свое значение не в момент, когда $x_1 = x_2$, а при некоторой разнице $x_{cp} = x_1 - x_2$, называемой порогом чувствительности или порогом срабатывания СУ. Поэтому обычно характеристики СУ имеют вид, показанный на рис. 6.16, где график рис. 6.16, в соответствует первому режиму, а график рис. 6.16, г — второму.

Порог чувствительности СУ может привести к появлению погрешности, если не принять соответствующих мер.

Важными характеристиками СУ являются входное сопротивление и быстродействие, которые зачастую определяют входное сопротивление и быстродействие ЦИП.

СУ выполняют обычно с применением элементов электроники. Они содержат усилители и пороговые устройства типа триггеров, которые изменяют скачком свое состояние, например в момент равенства x_1 и x_2 .

Частный случай сравнивающих устройств — нуль-орган (НО), который фиксирует момент равенства нулю входного сигнала.

Цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП). Они предназначены для преобразования кода в квантованную величину (напряжение, сопротивление и т. д.).

Для преобразования кода в напряжение используются дискретные делители напряжения последовательного и параллельного типа.

В настоящее время в ЦАП широко применяется параллельный дискретный делитель напряжения, приведенный на рис. 6.17, а, где $R_1, R_2, \dots, R_n$ — весовые резисторы, значения сопротивлений которых выбираются в соответствии с принятым кодом; $B_1, B_2, \dots, B_n$ — переключатели; E — напряжение питания делителя; U — выходное напряжение делителя.

На рис. 6.17, б представлена эквивалентная схема этого делителя для случая, когда часть весовых резисторов включена на шину B . В эквивалентной схеме g_{A-B} — суммарная проводимость резисторов, включенных на шину B , g_{A-C} — суммарная проводимость резисторов, включенных на шину C .

Выходное напряжение

$$U = E \frac{g_{A-B}}{g_{A-B} + g_{A-C}} = E \frac{g_{A-B}}{g} = \frac{E}{g} \sum_{i=1}^n k_i \frac{1}{R_i},$$

где $g = g_{A-B} + g_{A-C} = \sum_{i=1}^n \frac{1}{R_i}$ — суммарная проводимость всех резисторов $R_1, R_2, R_3, \dots, R_n$; k_i — коэффициент, равный 1 или 0, в зависимости от того, включен ли резистор R_i на шину B или нет.

Таким образом, при $E = \text{const}$ и $g = \text{const}$ выходное напряжение пропорционально суммарной проводимости резисторов, включенных на шину B .

В реальных схемах переключение весовых резисторов осуществляется с помощью электронных ключей или контактов реле, управляемых электрическими сигналами в зависимости от преобразуемого кода.

Для преобразования кода в сопротивление используются дискретные регулируемые резисторы. Такие преобразователи применяются в автоматических цифровых равновесных мостах для измерения сопротивления (см. § 6.5).

6.4. Цифровые приборы последовательного счета

ЦИП с непосредственным преобразованием в код временных интервалов

Прибор для измерения интервала времени. Временной интервал t_x может быть измерен путем подсчета числа квантующих импульсов стабильной частоты $f_0 = 1/T_0$, прошедших на счетчик импульсов (пересчетное устройство ПУ с отсчетным устройством ОУ) за время t_x .

Упрощенная структурная схема ¹ измерителя временного интервала t_x , ограниченного старт- и стоп-импульсами, показана на рис. 6.18.

Цикл преобразования начинается с установки «нуля», т. е. установки пересчетного устройства ПУ и отсчетного устройства ОУ в исходное состояние. При этом одновременно импульсом «установка нуля» устанавливаются в исходное состояние все элементы схемы, которые могут иметь неоднозначные состояния (например, триггер Тг). Такая операция выполняется во всех ниже рассматриваемых приборах циклического действия.

При поступлении стартового импульса триггер Тг опрокидывается и своим выходным сигналом открывает ключ К (схему совпадения). Импульсы от генератора импульсов стабильной частоты ГИСЧ начинают поступать на вход ПУ. После окончания интервала t_x стоп-импульс возвращает триггер в исходное состояние, ключ К закрывается и на ОУ будет зафиксировано число $N = t_x/T_0 = t_x f_0$.

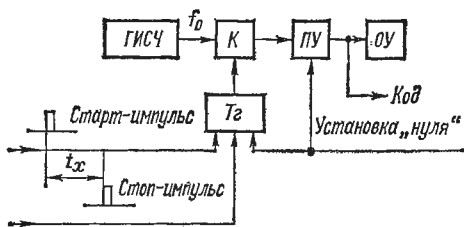


Рис. 6.18. Прибор для измерения интервала времени

Составляющие погрешности прибора: 1) погрешность квантования, зависящая от соотношения T_0 и t_x (чем меньше отношение T_0/t_x , тем меньше погрешность квантования); 2) погрешность реализации, зависящая от нестабильности частоты f_0 ; 3) погрешность, обусловленная неточностью передачи временного интервала на ключ.

Рассмотренная структурная схема лежит в основе ряда приборов, и в том числе приборов, предназначенных для измерения фазы, частоты, напряжения.

В качестве примера укажем выпускаемый промышленностью щитовой миллисекундомер типа Ф209 для измерения времени срабатывания реле. Диапазон измеряемых интервалов времени 1—10⁴ мс; основная погрешность $\pm [0,005 + 0,005 (\frac{t_k}{t_x} - 1)] \%$; отсчетное устройство пятизначное; имеется выход двоично-десятичного кода.

Фазометры. Сдвиг по фазе φ_x между двумя напряжениями U_{x1} и U_{x2} легко преобразуется во временной интервал t_x . Поэтому схема фазометра отличается от схемы прибора для измерения интервала времени двумя формирователями Φ_1 и Φ_2 , формирующими старт- и стоп-импульсы в моменты перехода кривых напряжений U_{x1} и U_{x2} через нуль, и блоком выделения временного интервала БВВИ (рис. 6.19, а и б), который из серии импульсов выделяет только два

¹ Здесь и далее будут рассматриваться упрощенные структурные схемы,

импульса. Временной интервал t_x между этими импульсами далее измеряется. Показание прибора

$$N = \frac{t_x}{T_0} = t_x f_0 = \varphi_x \frac{T_x}{2\pi} f_0 = \varphi_x \frac{1}{2\pi} \frac{f_0}{f_x},$$

где $T_x = 1/f_x$ — период изменения напряжений U_{x1} и U_{x2} .

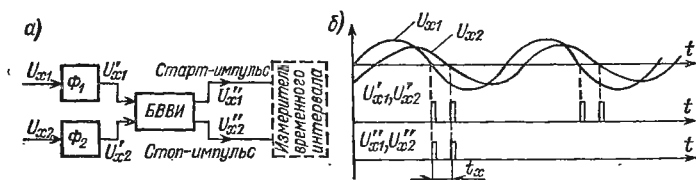


Рис. 6.19. Структурная схема блока выделения временного интервала (а) и графики напряжений (б)

Составляющие погрешности прибора: 1) погрешность квантования, зависящая от соотношения f_x и f_0 (чем меньше отношение f_x/f_0 ,

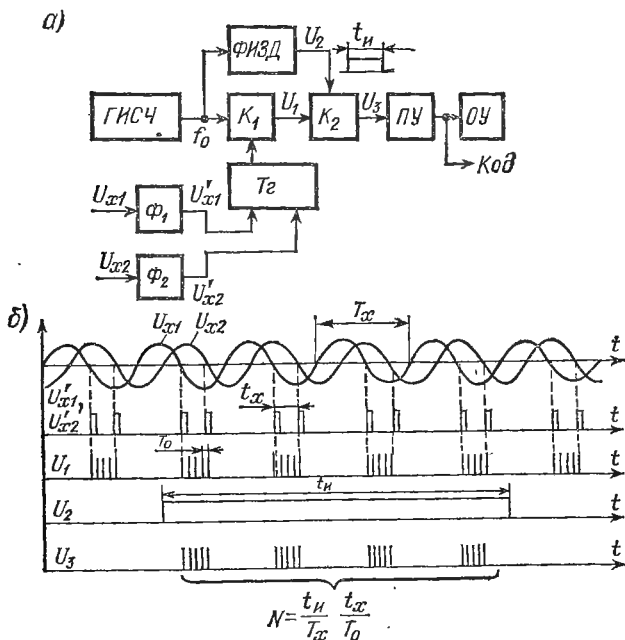


Рис. 6.20. Структурная схема (а) и графики напряжений (б) фазометра с усреднением временного интервала

тем меньше погрешность квантования); 2) погрешность реализации, определяемая нестабильностью f_0 ; 3) погрешность, зависящая от точности формирования и передачи временного интервала t_x .

Недостаток этого фазометра в том, что для определения фазы требуется знание f_x .

Применяют фазометры с усреднением измеряемых временных интервалов (рис. 6.20), свободные от недостатка предыдущей схемы. В этом приборе отсутствует блок БВВИ, но имеется второй ключ K_2 , управляемый формирователем импульса заданной длительности ФИЗД, выдающий управляющий импульс длительностью $t_n = kT_0$. За время t_n (рис. 6.20, б) на вход ПУ проходит t_n/T_x пачек квантующих импульсов частотой f_0 . В каждой пачке t_x/T_0 импульсов. Следовательно, отсчетное устройство ОУ зафиксировало число

$$N = \frac{t_n}{T_x} \frac{t_x}{T_0} = \varphi_x \frac{k}{2\pi}.$$

Составляющие погрешности прибора: 1) погрешность квантования интервала t_x квантующими импульсами частотой f_0 ; 2) погрешность квантования интервала t_n пачками импульсов длительностью T_x ; 3) погрешность от неточности формирования и передачи временных интервалов t_x и t_n .

Частотомер (периодомер). Этот прибор отличается от прибора для измерения временных интервалов наличием блока выделения временного интервала, выдающего старт- и стоп-импульсы через интервал $t_x = nT_x$, где T_x — период измеряемого напряжения U_x ; $n = 1, 2, 3, \dots$ — целое число. Показание отсчетного устройства

$$N = \frac{t_x}{T_0} = \frac{nT_x}{T_0} = n \frac{f_0}{f_x}.$$

Составляющие погрешности прибора: 1) погрешность квантования, зависящая от соотношения f_x и f_0 ; 2) погрешность реализации, вызываемая нестабильностью f_0 ; 3) погрешность, обусловленная неточностью формирования и передачи интервала t_x .

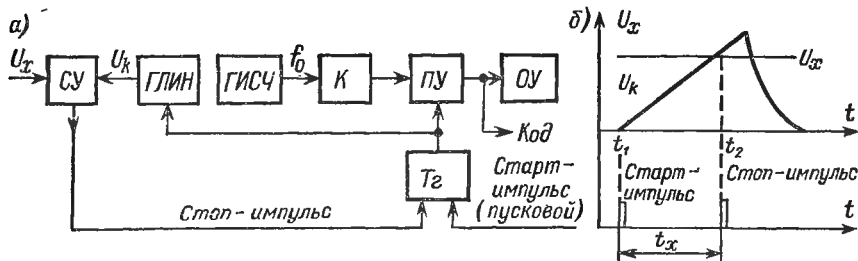


Рис. 6.21. Структурная схема (а) и графики напряжений (б) время-импульсного вольтметра

Основной недостаток — показания прибора прямо пропорциональны периоду, а не частоте.

Цифровые частотомеры в настоящее время позволяют измерять частоту с высокой точностью. Например, известны частотомеры, имеющие погрешность $\pm 10^{-7}\%$.

Вольтметр (время-импульсный) (рис. 6.21, а и б). В этих вольтметрах измеряемое напряжение U_x предварительно преобразуется

во временной интервал t_x путем сравнения U_x с линейно изменяющимся напряжением U_k (см. рис. 6.21, б).

При запуске прибора старт-импульсом (пусковым) в момент t_1 срабатывает триггер T_2 , который открывает ключ K и запускает генератор линейно-изменяющегося напряжения $ГЛИН$. Напряжение U_k на выходе генератора $ГЛИН$ начинает изменяться по линейному закону, и на вход $ПУ$ подаются квантующие импульсы. В момент t_2 при $U_k = U_x$ сравнивающее устройство $СУ$ стоп-импульсом через триггер и ключ прекращает подачу импульсов в $ПУ$. Таким образом, за время $t_x = t_2 - t_1 = U_x/k$ (где k — коэффициент, характеризующий скорость изменения напряжения U_k) на вход $ПУ$ пройдет следующее число импульсов:

$$N = \frac{t_x}{T_0} = U_x \frac{f_0}{k}.$$

Составляющие погрешности прибора: 1) погрешность квантования, зависящая от t_x/T_0 ; 2) погрешность реализации от нестабильности f_0 ; 3) погрешность от наличия порога срабатывания $СУ$; 4) погрешность от нелинейности и нестабильности кривой линейно-изменяющегося напряжения, т. е. от непостоянства k . Последняя составляющая практически определяет точность этих вольтметров.

В настоящее время у время-импульсных вольтметров погрешность снижена до $\pm 0,05\%$.

Промышленностью выпускается щитовой вольтметр типа $\Phi 200$ с верхними пределами измерения 10, 100 и 1000 В, класса точности 0,5/0,3 с тремя знаками отсчета. Быстродействие составляет 1—3 измерения в секунду. Имеется выход на цифропечатающие устройства или перфораторы в двоично-десятичном коде.

Интегрирующий вольтметр (двухшаговый). В этих приборах измеряемое напряжение U_x сначала интегрируется за определенное время t_n , т. е. преобразуется в пропорциональное значение напряжения на выходе интегратора U_n (см. рис. 6.22, а). Затем в течение второго шага напряжение U_n преобразуется в пропорциональный временной интервал t_x путем возврата интегратора в исходное состояние с постоянной скоростью.

Структурная схема прибора дана на рис. 6.22, б. Прибор содержит интегратор $ИН$ — устройство, выходное напряжение U_n которого пропорционально интегралу по времени от входного напряжения. В исходном состоянии ключи K, K_1, K_2 закрыты (K_1 и K_2 — аналоговые ключи).

Цикл измерения начинается с того, что в момент времени t_1 (рис. 6.22, а) генератором импульса заданной длительности $ГИЗД$ через триггер T_2 открывается ключ K_1 . Напряжение на выходе

интегратора начинает возрастать по закону $U_n = k \int_0^t U_x dt$. Через интервал времени t_n , когда напряжение $U_n = k \int_0^{t_n} U_x dt$, генера-

тор ГИЗД закрывает K_1 и открывает K_2 . Таким образом, в момент t_2 к входу ИИ оказывается приложенным напряжение U_0 , противоположное по знаку U_x . Кроме того, в момент t_2 импульсом от ГИЗД через триггер T_{g2} открывается ключ K и импульсы частотой f_0 начинают поступать на вход пересчетного устройства ПУ. В момент t_3 , когда $U_n = U_{оп} = 0$, сравнивающее устройство через триггер T_{g2} выключает ключ K и прекращает доступ импульсов на ПУ.

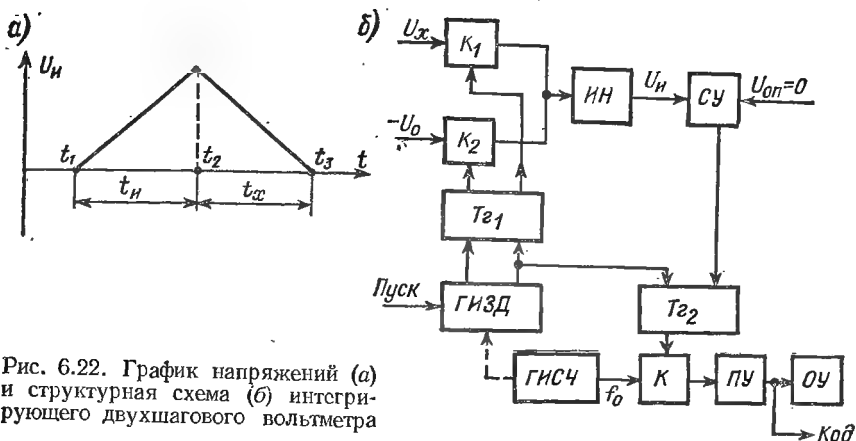


Рис. 6.22. График напряжений (а) и структурная схема (б) интегрирующего двухшагового вольтметра

Время t_x поступления импульсов на вход ПУ определяется из условия

$$U_n = k \int_0^{t_n} U_x dt = k \int_0^{t_x} U_0 dt$$

или

$$k \int_0^{t_n} U_x dt = kt_n U_{x\text{ср}} = kt_x U_0.$$

Отсюда

$$t_x = \frac{\int_0^{t_n} U_x dt}{U_0} = \frac{t_n}{U_0} U_{x\text{ср}},$$

где $U_{x\text{ср}}$ — среднее за время t_n значение входного напряжения.

Таким образом, число импульсов, зафиксированных отсчетным устройством ОУ за время t_x ,

$$N = \frac{t_x}{T_0} = \frac{t_n}{T_0 U_0} U_{x\text{ср}}.$$

Интегрирующие вольтметры в настоящее время широко применяются. Одна из причин этого — повышенная помехоустойчивость к помехам переменного тока. Действительно, если на измеряемый

сигнал накладывается синусоидальная помеха U_n частотой f_x , то при $t_n = n \frac{1}{f_x}$ (где $n = 1, 2, 3, \dots$) действие помехи на результат измерения исключается. Это объясняется равенством нулю интеграла $\int_0^{t_n} U_n dt$. Обычно t_n выбирается с учетом действия помех частотой 50 или 100 Гц, которые превалируют над остальными помехами.

Составляющие погрешности прибора: 1) погрешность квантования интервала t_x квантующими импульсами; 2) погрешность от наличия порога чувствительности СУ; 3) погрешность от нестабильности T_0 , t_n и U_0 ; 4) погрешность от влияния остаточных параметров аналоговых ключей K_1 и K_2 .

Влияние T_0 и t_n легко исключается, если выполнять условия $t_n = cT_0$, где $c = \text{const}$. Это осуществляется путем формирования временного интервала t_n с помощью импульсов генератора ГИСЧ (штриховая линия).

У вольтметров такого типа погрешность снижена до $\pm 0,005\%$.

Достоинство интегрирующих вольтметров заключается в повышенной помехоустойчивости. Принцип действия обеспечивает интегрирующим вольтметрам затухание для помех нормального вида порядка 40 дБ при отклонении частоты помехи от номинальной на $\pm 1\%$. Затухание доведено до 170 дБ для помех общего вида постоянного тока и до 120 дБ — для помех частотой 50 Гц.

Интегрирующие вольтметры делаются, как правило, многопредельными с поддиапазонами измерения, например, 1, 10, 100 и 1000 В с 3—7-значным цифровым отсчетным устройством. Эти вольтметры являются наиболее чувствительными. Известны интегрирующие вольтметры, у которых одна единица младшего разряда отсчетного устройства соответствует 0,1 мкВ.

Недостаток интегрирующего вольтметра — сравнительная сложность.

Промышленностью выпускается интегрирующий вольтметр постоянного тока типа Ш1516 с пределами измерения 0—0,05—0,5 В (класс точности 0,015/0,005); 0—5 В (класс точности 0,01/0,005); 0—50—500—1000 В (класс точности 0,015/0,005).

Входное сопротивление 10 МОм (для диапазонов измерения 0—50—500—1000 В) и входной ток 10^{-10} А (для диапазонов измерения 0—0,05—0,5—5 В). Разрешающая способность 1 мкВ. Выбор предела измерения — ручной и автоматический; автоматическая индикация полярности входного напряжения. Ослабление помех нормального вида 50 Гц — до 80 дБ (с фильтром — до 120 дБ); ослабление помех общего вида по переменному току 50 Гц — до 80 дБ (без фильтра); по постоянному току — до 100 дБ. Время измерения 40 мс, 400 мс и 4 с (с фильтром). Выход на цифropечатающее устройство — в виде двоично-десятичного кода.

Вольтметр амплитуды импульсов. Амплитуда импульса преобразуется во временной интервал, который измеряется. Для этого

используется способ заряда конденсатора через диод, в результате чего напряжение на конденсаторе становится равным амплитуде импульса. Разряжается конденсатор через токостабилизирующую цепь по линейному закону. При этом время разряда оказывается пропорциональным амплитуде. Погрешность таких приборов не менее 1—5%.

Следует отметить, что приборы для измерения интервалов времени могут быть применены для измерения любых величин, которые предварительно преобразуются в интервал времени.

ЦИП с непосредственным преобразованием в код частоты

Частотомер. Принцип действия прибора (рис. 6.23) основан на подсчете чисел импульсов частотой f_x за интервал времени t_n . Генератор импульса заданной длительности ГИЗД через триггер T_2 открывает ключ K на время t_n . За это время импульсы частотой f_x , сформированные формирователем Φ , пройдут на вход ПУ в количестве

$$N = \frac{t_n}{T_x} = t_n f_x.$$

Показания прибора пропорциональны f_x .

Составляющие погрешности прибора: 1) погрешность квантования, зависящая от T_x/t_n ; 2) погрешность от неточности формирования t_n .

Промышленностью выпускается большое число различных типов частотомеров. В качестве примера укажем характеристики частотомера-хронометра типа Ф5041, предназначенного для измерения частоты и периодов электрических колебаний, длительности электрических импульсов, интервалов времени, отношения частот, для счета электрических импульсов. Прибор измеряет: частоты электрических колебаний в диапазоне частот 0,1 Гц — 10 МГц; период — в диапазоне частот 0,1 Гц — 1 МГц; длительность электрических импульсов в интервале 1 мкс — 10^5 с; интервалы времени от 10 мкс до 10^5 с; отношение частот от 1 : 1 до 10^6 : 1.

Погрешность частотомера не превышает нестабильности частоты генератора квантующих импульсов (10^{-7} за 10 дней) плюс одна единица младшего разряда отсчетного устройства.

Прибор имеет выход на цифропечатающее устройство в виде двоично-десятичного кода.

Интегрирующий вольтметр (частотный). В этих приборах измеряемое напряжение U_x предварительно преобразуется в частоту импульсов $f_x = kU_x$, где k — коэффициент преобразования. Затем эта частота измеряется по схеме рис. 6.23.

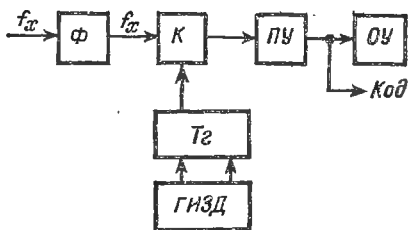


Рис. 6.23. Структурная схема частотомера

В общем случае показания интегрирующего частотного вольтметра

$$N = \int_0^{t_n} f_x dt = \int_0^{t_n} k U_x dt = k t_n U_{x \text{ ср.}}$$

Показания прибора пропорциональны среднему за время t_n значению U_x . Если t_n кратно периоду помехи T_n , то действие помехи исключается.

Помимо погрешностей, характерных для измерителя частоты, этому прибору присуща еще погрешность от нестабильности коэффициента преобразования k и погрешности от влияния периодической помехи при нарушении кратности T_n и t_n .

Недостаток этих приборов заключается в сравнительной сложности.

В настоящее время в таких приборах погрешность может быть снижена до $\pm 0,01\%$.

Помимо рассмотренных интегрирующих вольтметров, известны так называемые интегротенциометрические вольтметры постоянного тока, в которых измерение производится за два цикла, причем второй цикл служит для коррекции результатов измерения первого цикла. Это позволило за счет усложнения прибора получить более высокую точность (погрешность $\pm 0,001\%$).

Промышленностью выпускается интегротенциометрический вольтметр постоянного тока типа Ц1611 с пределами измерения 0—0,1—1—10—100—1000 В. Основная погрешность в диапазоне 0—1,0 В составляет $\pm \left[0,0025 + 0,001 \left(\frac{U_k}{U_x} - 1 \right) \right]$ (на остальных диапазонах выше); время преобразования 1,2 с; число знаков отсчета 6; выход на цифропечатающее устройство в виде двоично-десятичного кода; входное сопротивление 10^{10} Ом (10^7 Ом на диапазонах 0—100 и 0—1000 В). Входной ток не более 10^{-10} А на всех диапазонах. Ослабление помех нормального вида 70 дБ; общего вида постоянного тока 140 дБ, переменного тока 120 дБ.

Приборы для измерения частоты могут применяться для измерения любых величин, которые предварительно могут быть преобразованы в частоту.

ЦИП с непосредственным преобразованием в код напряжения постоянного тока

Вольтметр (циклический). В этих приборах измеряемое напряжение U_x вначале преобразуется в число-импульсный код путем сравнения U_x с известным напряжением U_k , возрастающим во времени скачками, причем каждый скачок соответствует шагу квантования (рис. 6.24, а). Число-импульсный код равен числу ступеней U_k , при котором наступает равенство $U_k = U_x$. Структурная схема приведена на рис. 6.24, б, где ГЛСН — генератор линейно-ступенчато-изменяющегося напряжения. Генератор ГЛСН может быть построен

с использованием дискретного делителя напряжения с электронными ключами, управляемыми триггерами двоичной пересчетной схемы. При поступлении импульсов на вход пересчетной схемы напряжение на выходе делителя будет возрастать по линейно-ступенчатому закону.

При подаче пускового импульса триггер T_2 опрокидывается и своим выходным сигналом открывает ключ K . Импульсы от генератора импульсов $ГИ$ начинают проходить через ключ на вход генератора $ГЛСН$ и $ПУ$. Напряжение U_k на выходе генератора $ГЛСН$ начинает возрастать по линейно-ступенчатому закону (рис. 6.24, а). При $U_k = U_x$ (с определенной погрешностью) сравнивающее устройство $СУ$ выдает стоп-импульс, возвращающий триггер в исходное состояние. Триггер закрывает ключ K и тем

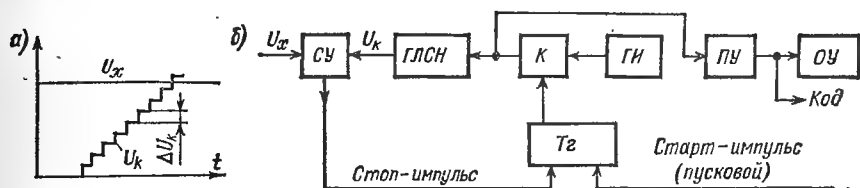


Рис. 6.24. Графики напряжений (а) и структурная схема (б) вольтметра циклического действия

самым прекращает поступление импульсов на вход генератора $ГЛСН$ и $ПУ$. Следовательно, на отсчетном устройстве будет зафиксировано

$$N = \frac{U_k}{\Delta U_k} = \frac{U_x}{\Delta U_k}.$$

Составляющие погрешности прибора: 1) погрешность дискретности, зависящая от числа ступеней напряжения U_k ; 2) погрешность реализации, обусловленная неодинаковостью и нестабильностью ступеней ΔU_k ; 3) погрешность, обусловленная порогом чувствительности сравнивающего устройства.

Недостаток этого типа вольтметров — малое быстродействие, а поэтому в настоящее время такие вольтметры применяются редко.

Вольтметр (следающий) (рис. 6.25, а). В этом приборе применяется сравнивающее устройство $СУ$ со следящим режимом работы. При $U_k < U_x$ $СУ$ выдает импульс «1», открывающий ключ K_1 ; при $U_k > U_x$ $СУ$ выдает импульс «2», открывающий ключ K_2 ; при $U_k = U_x$ импульсов на выходе $СУ$ нет и оба ключа закрыты. $РГЛСН$ — реверсивный генератор линейно-ступенчато-изменяющегося напряжения; он может быть построен с использованием дискретного делителя напряжения и реверсивной пересчетной схемы.

При включении U_x в момент t_1 (рис. 6.25, б) открывается ключ K_1 , импульсы от генератора импульсов $ГИ$ начинают поступать

на $Bx1$ генератора $РГЛСН$ и на вход реверсивного пересчетного устройства $РПУ$. Напряжение U_k начинает возрастать. При $U_{k1} = U_{x1}$ в момент t_2 ключ K_1 закрывается и на отсчетном устройстве $ОУ$ зафиксирован

$$N_1 = \frac{U_{k1}}{\Delta U_k} = \frac{U_{x1}}{\Delta U_k}.$$

В момент t_3 входное напряжение становится равным U_{x2} , что снова приводит к неравенству $U_k < U_x$, к возрастанию напряжения U_k до $U_{k2} = U_{x2}$ в момент t_4 и к установлению показания на $ОУ$

$$N_2 = \frac{U_{k2}}{\Delta U_k} = \frac{U_{x2}}{\Delta U_k}.$$

Если в момент t_5 напряжение U_x уменьшится, то $СУ$ включит ключ K_2 и напряжение U_x начнет уменьшаться до $U_{k3} = U_{x3}$. В момент t_6 показание $ОУ$ станет

$$N_3 = \frac{\Delta U_{k3}}{\Delta U_k} = \frac{\Delta U_{x3}}{\Delta U_k}.$$

Таким образом, прибор постоянно следит за изменениями входной величины, и в этом его достоинство. Недостаток — малое быстродействие при больших изменениях измеряемой величины.

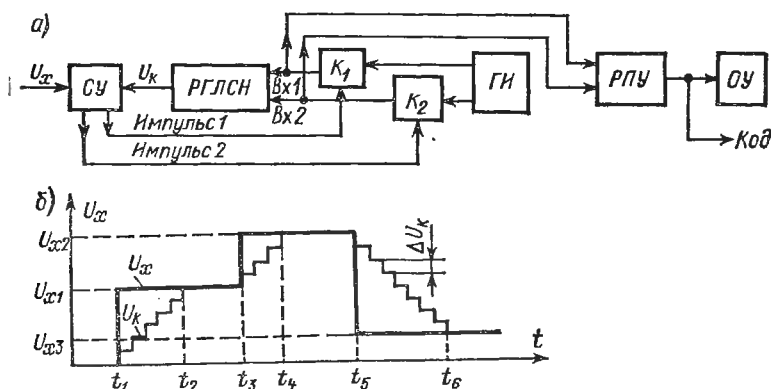


Рис. 6.25. Структурная схема (а) и графики напряжений (б) вольтметра следящего действия

Погрешность прибора имеет те же составляющие, что и в предыдущем приборе.

ЦИП с непосредственным преобразованием в код перемещения

Прибор для измерения перемещений. В цифровом измерительном приборе (рис. 6.26, а) измеряемая величина — перемещение L_x — воздействует на квантующее устройство $КВУ$, преобразующее перемещение в пропорциональное число импульсов $N = kL_x$.

Импульсы подсчитываются пересчетным устройством ПУ и фиксируются отсчетным устройством ОУ.

На рис. 6.26, б показано схематически в качестве примера квантующее устройство для углового перемещения α_x . При повороте вала В на угол α_x диск Д модулирует световой поток лампы Л.

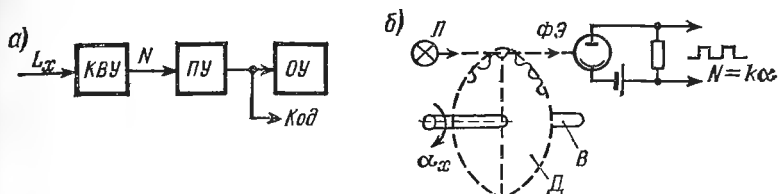


Рис. 6.26. Структурная схема (а) и квантующее устройство (б) ЦИП для измерения перемещения

Под действием этого потока фотоэлемент ФЭ дает на выходе импульсы, число которых пропорционально α_x .

Составляющие погрешности прибора: 1) погрешность дискретности, зависящая от числа зубцов диска; 2) погрешность реализации от неточности изготовления зубцов (от непостоянства коэффициента k).

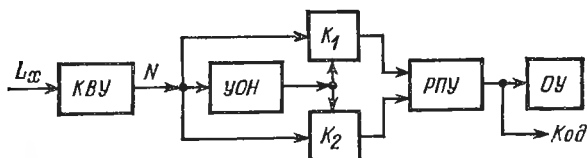


Рис. 6.27. ЦИП для измерения знакопеременного перемещения

Если перемещение может менять знак, то прибор должен быть усложнен за счет узла определения направления перемещения. В этом случае схема (рис. 6.27) имеет реверсивное пересчетное устройство РПУ, два ключа K_1 и K_2 , управляемые узлом определения направления УОН.

Приборы для измерения перемещения могут применяться для измерения любых величин, которые предварительно преобразовываются в перемещение.

6.5. Цифровые приборы поразрядного уравнивания (кодо-импульсные)

С использованием метода сравнения и вычитания для преобразования непрерывной величины в код известны ЦИП для измерения постоянных напряжений, переменных напряжений, амплитуды импульсов, сопротивлений, частоты, неэлектрических величин и т. д.

Наибольшее распространение получили ЦИП с замкнутой структурной схемой циклического действия.

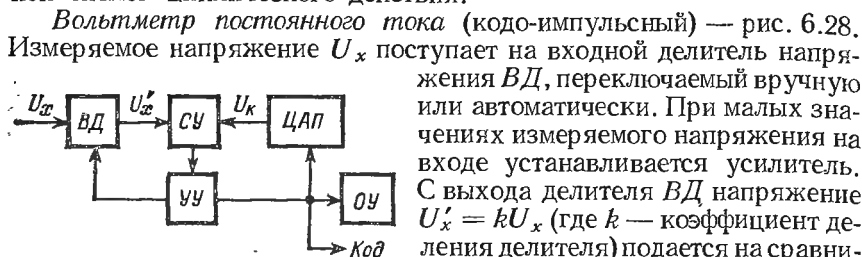


Рис. 6.28. Упрощенная структурная схема кодо-импульсного вольтметра постоянного тока

нивающее устройство в зависимости от знака разности $U_x - U_k$ подает соответствующий сигнал в устройство управления $УУ$. Это устройство в приборах с автоматической установкой поддиапазонов и указанием полярности в зависимости от полученных сигнала-

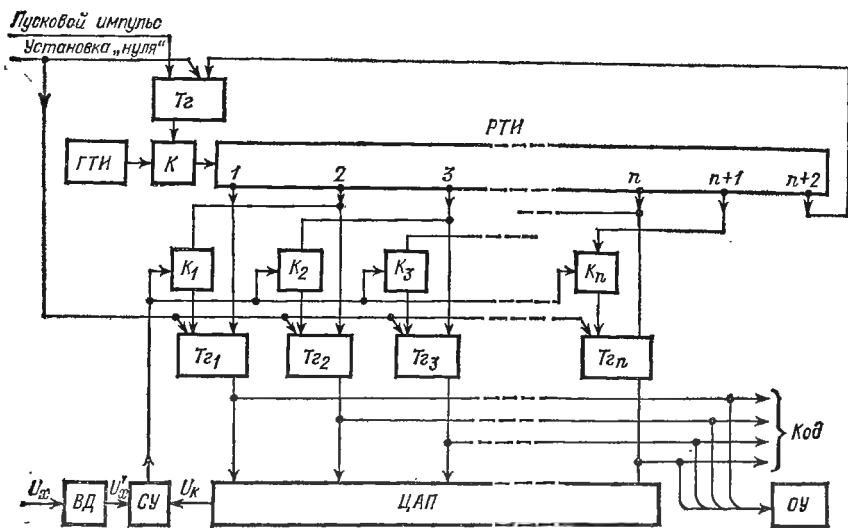


Рис. 6.29. Структурная схема кодо-импульсного вольтметра постоянного тока

лов воздействует на делитель $ВД$, переключая поддиапазоны, на устройство, указывающее полярность входного напряжения (на рисунке не показано) и на $ЦАП$. Под воздействием устройства $УУ$ напряжение U_k будет изменяться ступенями в соответствии с выбранным кодом до тех пор, пока не будет получено равенство $U_k = U'_x = kU_x$. Одновременно с переключением $ЦАП$ устройство $УУ$ формирует код для отсчетного устройства $ОУ$ и для подачи на выход.

С целью показать работу управляющего устройства рассмотрим схему рис. 6.29, где РТИ — распределитель тактовых импульсов, выдающий поочередно импульсы на $n + 2$ выходах под действием импульсов генератора тактовых импульсов ГТИ; ЦАП — цифро-аналоговый преобразователь, работающий (для облегчения рассмотрения) по двоичному коду. Сравнивающее устройство СУ выдает сигнал, открывающий ключи $K_1, K_2, \dots, K_n$ при $U_k > U'_x$; при $U_k \leq U'_x$ ключи остаются закрытыми.

При подаче импульса «установка нуля» триггеры $T_2, T_{21} \dots T_{2n}$ устанавливаются в исходное состояние; пусковым импульсом триггер T_2 опрокидывается и открывает ключ K . Импульсы от генератора ГТИ начинают поступать на вход распределителя РТИ, который выдает импульс на первом выходе. Под действием этого импульса опрокидывается триггер T_{21} . Триггер T_{21} воздействует на ЦАП, на выходе которого появляется напряжение $U_{k1} = 2^{n-1} \Delta U_k$, где ΔU_k — напряжение, равное шагу квантования. Если $U_{k1} > U'_x$, то СУ выдает сигнал, открывающий ключи $K_1 \dots K_n$. При следующем шаге распределителя РТИ появляется импульс на втором выходе. Этот импульс через ключ K_1 возвращает триггер T_{21} в исходное состояние, отключая первую ступень напряжения U_{k1} и опрокидывает триггер T_{22} . Последний воздействует на ЦАП, на выходе которого появляется следующая ступень $U_{k2} = 2^{n-2} \Delta U_k$. Если $U_{k2} \leq U'_x$, то ключи $K_1 \dots K_n$ будут закрыты и при следующем шаге РТИ импульс с третьего выхода не сможет вернуть триггер T_{22} в исходное состояние, но опрокинет триггер T_{23} , включающий следующую ступень напряжения U_k . После этого шага на выходе ЦАП будет напряжение $U_{k3} = 2^{n-2} \Delta U_k + 2^{n-3} \Delta U_k$, которое будет сравниваться с U'_x и т. д.

Таким образом, к концу цикла измерения на выходе ЦАП будет набрано напряжение U_k , наиболее близкое значению U'_x . Этому значению U_k , а следовательно и $U'_x = kU_x$, будет соответствовать определенная комбинация опрокинутых триггеров. Выходные потенциалы этих триггеров образуют код. При $(n + 2)$ -м шаге импульс распределителя возвращает триггер T_2 в исходное состояние, и на этом цикл преобразования заканчивается. Рис. 6.30 показывает образование U_k и двоичного кода 01001 при измерении U_x .

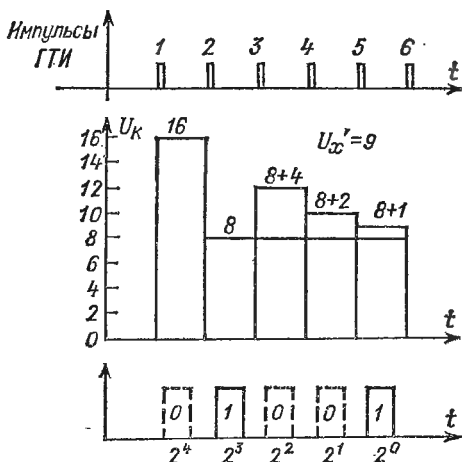


Рис. 6.30. Образование напряжения U_k и двоичного кода

Основные составляющие погрешности вольтметра: 1) погрешность дискретности, определяемая числом разрядов кода; 2) погрешность реализации, зависящая от неточности ЦАП; 3) погрешность, обусловленная неточностью входного делителя (несоответствие номинальному значению коэффициента k); 4) погрешность от наличия порога чувствительности СУ.

У этих приборов достигнута высокая точность (погрешность $\pm 0,001\%$) и может быть получено высокое быстродействие. Однако для подавления помех нормального вида они снабжаются фильтрами с затуханием 40—60 дБ, что резко снижает быстродействие приборов.

Цифровые кодо-импульсные вольтметры выпускаются, как правило, многопредельными с поддиапазонами, например, 1, 10, 100 и 1000 В и снабжаются 3—6-значковыми отсчетными устройствами.

В настоящее время значение кодо-импульсных вольтметров для измерения напряжения постоянного тока падает в связи с распространением интегрирующих приборов. Однако принцип сравнения и вычитания широко используется в быстродействующих автономных АЦП.

Промышленностью выпускается вольтметр постоянного тока типа Щ 1312 с пределами измерения 0—1,6—16—160—500 В с основной погрешностью $\pm 0,15 \left(\frac{U_k}{U_x} \right) \%$. Разрешающая способность 1 мВ; выбор предела измерения ручной; индикация полярности входного напряжения автоматическая. Ослабление помех переменного тока 50 Гц нормального вида 40 дБ. Время измерения 20 мс — без фильтра, 2 с — с фильтром. Выход на цифропечатающее устройство в виде двоично-десятичного кода. К этому прибору выпускается приставка П1312 для измерения малых напряжений постоянного тока, напряжений переменного тока, сопротивлений постоянному току и значений постоянного тока.

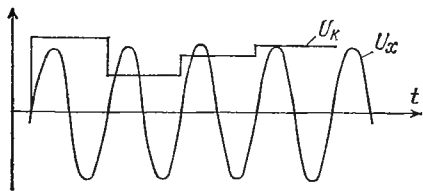


Рис. 6.31. Сравнение измеряемого переменного напряжения с постоянным напряжением

Вольтметры переменного тока. Амплитудные вольтметры.

В настоящее время вольтметры переменного тока выполняются как с непосредственным сравнением измеряемого напряжения с известным напряжением, так и с промежуточным преобразованием переменного напряжения в напряжение постоянного тока.

Вольтметры со сравнением переменного напряжения U_x с известным напряжением постоянного тока U_k дают показания амплитудных значений U_x . В этих приборах напряжение U_k (рис. 6.31) изменяется в соответствии с выбранным кодом до тех пор, пока оно не станет равным амплитудному значению U_x . Процесс сравнения может длиться несколько периодов.

В настоящее время наибольшее применение получили вольтметры с промежуточным преобразованием напряжения переменного тока в постоянное напряжение, измеряемое цифровым вольтметром постоянного тока. В этих вольтметрах измеряемое напряжение преобразуется в постоянное напряжение, пропорциональное либо среднему, либо амплитудному, либо действующему значению, в зависимости от типа используемого преобразователя. Основные характеристики преобразователей таких вольтметров практически определяются свойствами преобразователей. Известны преобразователи с погрешностью не более $\pm 0,01\%$, а также преобразователи с верхним частотным диапазоном 30 МГц, но с большей погрешностью.

Для измерения амплитуды периодических импульсов применяют вольтметры, в которых сравнивается амплитуда импульсов с постоянным известным напряжением. Применяются также вольтметры с предварительным преобразованием амплитуды импульсов в напряжение постоянного тока с помощью «пиковых» детекторов (см. гл. 3).

В качестве примера укажем выпускаемый промышленностью щитовой вольтметр переменного тока типа Ф220 с верхними пределами измерения 1—10—100—500—1000 В класса точности 1/0,5. Прибор имеет преобразователь переменного тока в постоянный. Имеется выход двоично-десятичного кода.

Омметры. Омметры выполняются либо с использованием мостовой схемы, либо с преобразователем измеряемого сопротивления в напряжение постоянного тока.

В омметре с мостовой схемой (рис. 6.32) предусматривается устройство управления УУ, которое по заданной программе и в соответствии с сигналами нуля-органа НО включает весовые резисторы плеча R_a и уравнивает мост. При этом вырабатывается код. Устройство УУ также автоматически регулирует предел измерения моста (сопротивлением R_b) и в зависимости от предела измерения меняет положение запятой и знак единицы измерения (Ω , $k\Omega$, $M\Omega$) на отсчетном устройстве.

Для примера показана схема цифрового моста (пределы измерения 10^{-2} — 10^7 Ом) (рис. 6.33).

Плечо сравнения R_a моста (дискретный регулируемый резистор) состоит из двадцати параллельно включенных резисторов R_1 — R_{20} , проводимость которых выбрана в соответствии с кодом 2—4—2—1. Эти резисторы разбиты на пять групп (декад):

R_1 — R_4 (первая декада) 2—1—2—4 кОм;

R_5 — R_8 (вторая декада) 20—10—20—40 кОм;

R_9 — R_{12} (третья декада) 200—100—200—400 кОм;

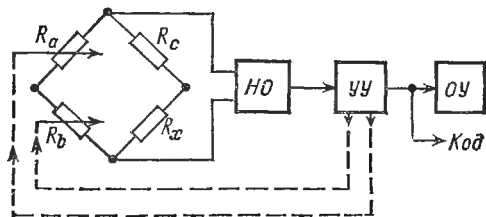


Рис. 6.32. Схема мостового цифрового омметра

$R_{13} - R_{16}$ (четвертая декада) 2—1—2—4 МОм;

$R_{17} - R_{20}$ (пятая декада) 20—10—20—40 МОм.

Уравновешивание мостовой схемы осуществляется набором резисторов в плече R_a с помощью контактов реле $P_1 - P_{20}$. Контактными реле $P_{21} - P_{28}$ устанавливаются поддиапазоны измерения моста (восемь поддиапазонов).

Условие равновесия мостовой схемы определяется уравнением

$$R_x = \frac{R_b R_c}{R_a} = R_b R_c g_a,$$

$$\text{где } g_a = \frac{1}{R_a} = \sum_{i=1}^{20} k_i \frac{1}{R_i}.$$

Здесь k_i — коэффициенты, принимающие значения 1 и 0 в зависимости от того, включен или выключен соответствующий резистор

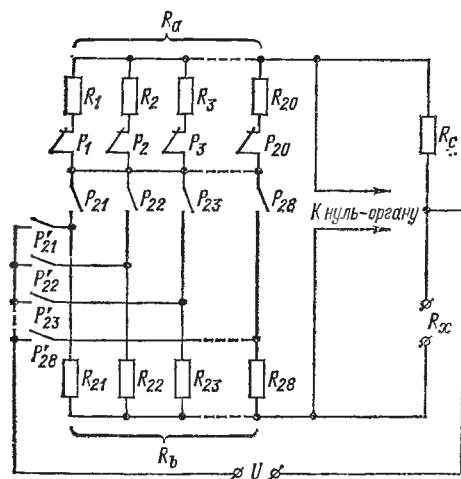


Рис. 6.33. Схема моста с дискретно изменяющимися проводимостями плеч (цифровой мост)

с проводимостью g_i в плече R_a моста. Из последнего уравнения видно, что проводимость g_a дискретного регулируемого резистора определяется кодовой комбинацией коэффициентов k_i .

Следовательно, предыдущее уравнение устанавливает связь между измеряемым сопротивлением R_x и кодовой комбинацией.

Реле, устанавливающие пределы измерения моста и уравновешивающие схему, включаются автоматически устройством управления.

Составляющие погрешности мостовых омметров: 1) погрешности дискретности; 2) погрешность реализации, которая

зависит от точности изготовления резисторов плеч моста, стабильности этих резисторов, а также от качества ключей, коммутирующих резисторы; 3) погрешность от наличия порога чувствительности нуль-органа.

Преобразование измеряемого сопротивления в пропорциональное напряжение выполняется с помощью стабилизатора тока, дающего ток через измеряемое сопротивление R_x . Падение напряжения на измеряемом сопротивлении $U_x = R_x I$ определяется значением R_x при $I = \text{const}$. Это преобразование также выполняется с помощью специальных усилителей постоянного тока.

Точность омметров с преобразователем практически определяется преобразователем.

В настоящее время известны омметры с погрешностью $\pm 0,01\%$.

В качестве примера укажем выпускаемый промышленностью мост типа ШЗ4 для измерения сопротивления постоянному току в пределах от 10^{-3} до 10^9 Ом. Относительная основная погрешность от $\pm 0,025$ до $\pm 0,5\%$; число знаков отсчета 5; быстродействие — 1 измерение в секунду. Прибор имеет выход на цифропечатающее устройство в виде двоично-десятичного кода.

6.6. Цифровые приборы считывания

ЦИП для измерения перемещений. ЦИП считывания применяются, главным образом, для измерения перемещений. В качестве примера рассмотрим прибор с кодирующим диском для измерения углового перемещения α_x (рис. 6.34).

Для образования двоичного кода служат кодирующий диск КД, лампа Л, фотоэлементы $\Phi Э_1 — \Phi Э_3$ и переходное устройство ПХУ. Диск, показанный на рис. 6.34, а, служит для образования трехразрядного двоичного кода. Поэтому на диске имеются три группы

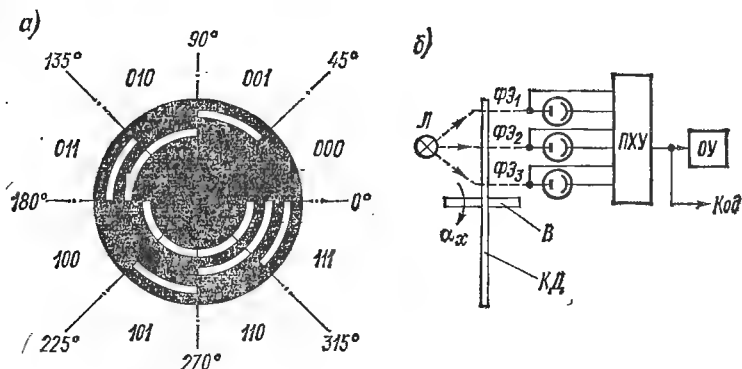


Рис. 6.34. ЦИП считывания для измерения углового перемещения: а — кодирующий диск; б — структурная схема

концентрически расположенных отверстий. Каждая группа, находящаяся на одинаковом расстоянии от центра, соответствует определенному разряду. По одну сторону диска (рис. 6.34, б) расположена осветительная лампа Л, а по другую — фотоэлементы $\Phi Э_1 — \Phi Э_3$, один фотоэлемент на каждое кольцо (группу отверстий).

Луч света от лампы через отверстия в диске достигает фотоэлементов. При повороте диска от 0 до 45° световой поток не попадает на фотоэлементы, при повороте диска от 45 до 90° освещается первый фотоэлемент $\Phi Э_1$, при повороте от 90 до 135° освещается второй фотоэлемент $\Phi Э_2$, при повороте от 135 до 180° освещаются первый и второй фотоэлементы и т. д. Таким образом, в зависимости от угла поворота диска будет освещен тот или иной фотоэлемент или их сочетания.

Фототоки фотоэлементов направляются в переходное устройство ПХУ, которое выдает соответствующие двоичные коды. При пово-

роте диска от 0 до 45° будет выдаваться код 000, при повороте от 45 до 90° — код 001, при повороте от 90 до 135° — код 010 и т. д.

Для увеличения точности преобразования берется диск на большее число разрядов. Известны кодирующие 19-разрядные диски.

Кроме фотоэлектрического «съема», применяются механический «съем» (с помощью контактов), а также электромагнитный и емкостный «съем». В двух последних случаях используется соответственно индуктивная и емкостная связь диска и чувствительных элементов.

Прибор с точно изготовленным диском обладает только погрешностью дискретности, зависящей от числа разрядов кодирующего устройства. Однако при определенных условиях возможно возникновение погрешности считывания. В рассматриваемом приборе эта погрешность может возникнуть, если линия расположения фотоэлементов совпадает с линией раздела диска на секторы, каждый из которых соответствует определенному коду. Например, при совпадении линии расположения фотоэлементов с линией, отделяющей секторы 011 и 100, вследствие неточности расположения фотоэлементов могут быть образованы любые коды от 000 до 111, т. е. погрешность считывания может быть очень велика — происходит «сбой» работы прибора.

Для уменьшения этой погрешности применяют ряд мер и в том числе используют так называемые циклические коды. Примером циклического кода является код Грея (табл. 6.4).

Таблица 6.4

Число в десятичной системе счисления	0	1	2	3	4	5	6	7
Двоичный код	000	001	010	011	100	101	110	111
Код Грея	000	001	011	010	110	111	101	100

Как видно из таблицы, при изменении значения измеряемой величины на единицу младшего разряда в двоичном коде могут изменяться символы во всех разрядах. В коде Грея при изменении значения преобразуемой величины на одну единицу младшего разряда всегда изменяется символ только одного разряда. Поэтому погрешность считывания при использовании кода Грея не может превышать одной единицы младшего разряда.

6.7. Печатающие и запоминающие устройства

Информация в виде кодов, снимаемых с АЦП и ЦАП, используется для:

подачи в цифровые вычислительные машины с целью обработки информации;

руемые подачи в управляющие устройства с целью управления контрольным объектом;
печати результатов измерения;
перевода в графическую форму в виде графиков, диаграмм;
запоминания информации с целью последующего использования информации и т. д.

Печать и перевод информации в графическую форму необходимы для ознакомления оператора с информацией, а также для получения документа, содержащего информацию об измеряемой величине.

Выдача информации в виде графиков может быть осуществлена после преобразования информации в аналоговую форму с помощью ЦАП и последующего использования аналоговых регистрирующих приборов.

Выпускаются графопостроители с входными сигналами в виде кодов (например, графопостроитель типа Н709).

Печатающие устройства (ПУ) регистрируют информацию на носителе в виде символов (цифр, букв и других знаков).

ПУ в зависимости от применяемых технических средств делятся на механические (ударные) и немеханические (безударные).

Регистрация информации в ПУ ударного действия осуществляется путем создания ударом или прижимом давления между печатающим органом, несущим выпуклые контуры знаков (литеры), и опорной поверхностью. В результате созданного давления осуществляется перенос краски на носитель информации (бумагу) или снятие слоя вещества или изменение состояния вещества носителя, что приводит к созданию видимого изображения знака на носителе информации.

Регистрация информации в ПУ безударного действия осуществляется в результате того или иного электро-физико-химического воздействия на специальные воспринимающие поверхности (материалы). Причем некоторые из этих материалов могут быть использованы в качестве основных (окончательных) носителей информации, а другие — в качестве промежуточных, изображение знаков с которых переносят на обычную бумагу или другие материалы.

В состав современных ПУ ударного действия входят: механизм печати (печатающий орган), устройство управления печатью, бумагоноситель, привод всех механизмов.

По способу формирования печатных строк механические ПУ делятся на ПУ последовательного действия и ПУ параллельного действия. ПУ последовательного действия представляют собой устройства, в которых одновременно печатается только один знак. ПУ параллельного действия обеспечивают возможность одновременной печати двух и более знаков. Поэтому ПУ параллельного действия более быстродействующие, чем предыдущие.

ПУ последовательного действия выполняются на базе пишущих электрифицированных машинок. В этих машинках печатающими элементами являются литероносители — рычаги с выпуклыми изображениями знаков (литер). Перемещение литероносителей осу-

ществляется электромагнитами. Выбор соответствующего электромагнита производится устройством выбора знака (дешифратором), входящим в устройство управления печатью. Скорость печати таких ПУ — до 15 знаков в секунду.

Находят применение ПУ с особой конструкцией литероносителей, что позволило довести скорость печати до 30 знаков в секунду.

Примером ПУ параллельного действия является ПУ с цилиндрическими литероносителями, у которых наборы литер располагаются на цилиндрической поверхности барабана, как показано на рис. 6.35, где 1 — литероноситель; 2 — бумага; 3 — печатающий молоточек. Число наборов литер и молоточков равно числу знаков, печатаемых за один цикл.

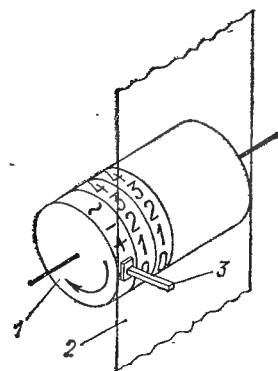


Рис. 6.35. Цилиндрический литероноситель печатающего устройства параллельного действия

Принцип действия этих ПУ заключается в следующем. Цилиндрический литероноситель вращается, и в момент прохождения нужного знака мимо молоточка, последний прижимает бумагу к литере. На бумаге остается след-знак. За один оборот литероносителя отпечатывается число знаков, равное числу наборов литер. Печатающие молоточки перемещаются электромагнитами, которые в свою очередь управляются схемой управления в соответствии с подаваемой информацией в виде кодов.

ПУ параллельного действия позволили получить скорость печати больше, чем у ПУ последовательного действия. Достигнута скорость печати до 2200 знаков в секунду (1100 строк в минуту при 120 знаках в строке).

Недостаток механических ПУ: высокий уровень шумов, низкая надежность, недостаточное для некоторых случаев быстродействие.

Стремление освободиться от недостатков механических ПУ привело к созданию немеханических ПУ.

На практике наибольшее распространение получили немеханические ПУ, в которых формирование знаков на носителе происходит под воздействием электрического тока, электромагнитного поля и светового потока.

Находят применение фотографические ПУ, в которых видимое изображение знаков получается с помощью электролюминесцентных поэлементных (сегментных) знаковых индикаторов и электронно-лучевых трубок: Видимые изображения знаков переносятся на перемещающуюся ленту фотобумаги. Управление знаковыми индикаторами и электронно-лучевыми трубками осуществляется схемами управления в соответствии с записываемой информацией.

В существующих фотографических ПУ достигнута скорость печати до 10 000 знаков в секунду.

Применяются также ПУ с электрофотографической регистрацией при использовании промежуточного носителя из селена — это так называемые ксерографические ПУ. Видимое изображение знаков получается с помощью электроннолучевой трубки. Известны ксерографические ПУ со скоростью печати до 17 000 знаков в секунду.

Запоминающие устройства (ЗУ). Эти устройства необходимы в тех случаях, когда обработка информации невозможна в реальном масштабе времени или необходимо разнести во времени получение и обработку (использование) информации.

Запоминание информации в виде кодов осуществляется с помощью перфокарт, перфолент, магнитных носителей (лент, барабанов), полупроводниковых и магнитных ЗУ.

Перфокарта представляет собой картонную пластинку прямоугольной формы; перфолента обычно — бумажная лента. Коды записываются с помощью отверстий, причем отверстием соответствует «1» кода.

Пробивка отверстий в перфокартах и перфолентах выполняется электромеханическими устройствами — перфораторами. Скорость перфорирования, например, в перфораторе ПЛ-150 достигает 150 строк в секунду.

Считывание информации с перфокарт и перфолент выполняется устройствами считывания. С их помощью информация, записанная на перфокартах и перфолентах, преобразуется снова в коды в виде серии электрических импульсов. В зависимости от выбранных чувствительных элементов для считывания, считывающие устройства бывают контактными, пневматическими, емкостными и фотоэлектрическими.

Последние получили наибольшее распространение и имеют скорость считывания до 150 строк в секунду.

Для накопления больших объемов цифровой информации применяются ЗУ с магнитным носителем в виде магнитной ленты (см. гл. 4).

Находят применение полупроводниковые и магнитные ЗУ. В полупроводниковых ЗУ для хранения информации используются триггеры в интегральном исполнении, а в магнитных ЗУ для этого применяют ферромагнитные сердечники с прямоугольной петлей гистерезиса и тремя обмотками.

6.8. Характеристики современных цифровых приборов и аналого-цифровых преобразователей

Достигнутый уровень характеристик ЦИП и АЦП. В табл. 6.5 приведены данные, характеризующие мировой уровень по некоторым характеристикам ЦИП и АЦП. Следует иметь в виду, что в отдельных моделях обычно только один параметр (редко два) соответствует предельному.

Перспективы развития ЦИП и АЦП. Тенденции развития ЦИП и АЦП направлены на улучшение метрологических характеристик, расширение функциональных возможностей, повышение надежности, снижение стоимости и т. п.

Таблица 6.5

Характеристика прибора	Вольтметр		Частото-метр	Омметр	АЦП	
	постоянного тока	переменного тока*			высокой точности	высокого быстродействия
Диапазон измеряемых величин	0,1 мкВ — 1000 В	1 мВ — 1000 В	0 — $1 \cdot 10^{10}$ Гц	10^{-3} — 10^{10} Ом	0—0,2 В	0—1 В
Погрешность	$\pm 0,0005\%$	$\pm 0,05\%$	$10^{-7}\%$	$\pm 0,01\%$	$\pm 0,005\%$	$\pm 0,8\%$
Быстродействие	500 измерений/с	1 измерение/с	—	1 измерение/с	$2 \cdot 10^4$ преобразований/с	$3 \cdot 10^7$ преобразований/с

* Частотный диапазон 20— $7 \cdot 10^5$ Гц.

Решению этих задач будет способствовать применение БИС — больших интегральных микросхем, т. е. интегральных микросхем, содержащих большое число элементов и выполняющих сложные функции. В частности, широко будут применяться БИС микропроцессоров. Микропроцессоры — вычислительно-логические устройства в интегральном исполнении. Применение микропроцессоров позволит осуществить, например, такие функции, как автоматическую калибровку, коррекцию систематических погрешностей, диагностику неисправностей, обработку полученных данных и т. д.

Достоинства ЦИП. К числу достоинств относятся:

- 1) объективность и удобство отсчета и регистрации результатов измерения;
- 2) может быть получена высокая точность измерения при полной автоматизации процесса измерения;
- 3) может быть получено высокое быстродействие;
- 4) возможность сочетания ЦИП с вычислительными и различными автоматическими устройствами;
- 5) возможность дистанционной передачи результатов измерения в виде кода без потерь точности.

Недостатки ЦИП — сравнительная сложность, сравнительно малая надежность и высокая стоимость. Однако применение новых элементов микроэлектроники позволит повысить надежность и снизить стоимость ЦИП.

Области применения ЦИП и АЦП. ЦИП находят применение в тех случаях, когда требуется производить измерения с высокой точностью при полной автоматизации процесса измерения, а также в тех случаях, когда требуется выдача результатов измерения в виде

Методов для регистрации, обработки или передачи результатов на расстоянии. Поэтому ЦИП находят применение как в лабораторных, так и в производственных условиях для измерения различных электрических и неэлектрических величин.

В настоящее время измерения ряда величин выполняются, в основном, с помощью ЦИП. К таковым относятся измерения напряжения постоянного тока с высокой точностью, частоты, временных интервалов, числа импульсов и т. п.

АЦП применяются для преобразования различных электрических величин в коды с целью последующего использования кодов в вычислительных, управляющих и других устройствах.

В связи с повышением уровня автоматизации производственных процессов и широким применением вычислительных машин область применения АЦП постоянно расширяется.

ГЛАВА СЕДЬМАЯ

ИЗМЕРЕНИЯ МАГНИТНЫХ ВЕЛИЧИН

7.1. Общие сведения

Задачи магнитных измерений. Область электроизмерительной техники, которая занимается измерениями магнитных величин, обычно называют магнитными измерениями. С помощью методов и аппаратуры магнитных измерений решаются в настоящее время самые разнообразные задачи. В качестве основных из них можно назвать следующие: измерение магнитных величин (магнитной индукции, магнитного потока, магнитного момента и т. д.); определение характеристик магнитных материалов; исследование электромагнитных механизмов; измерение магнитного поля Земли и других планет; изучение физико-химических свойств материалов (магнитный анализ); исследование магнитных свойств атома и атомного ядра; определение дефектов в материалах и изделиях (магнитная дефектоскопия) и т. д. Несмотря на разнообразие задач, решаемых с помощью магнитных измерений, определяются обычно всего несколько основных магнитных величин: магнитный поток Φ , магнитная индукция B , напряженность магнитного поля H , намагниченность M , магнитный момент m и др. При этом во многих способах измерения магнитных величин фактически измеряется не магнитная, а электрическая величина, в которую магнитная величина преобразуется в процессе измерения. Интересующая нас магнитная величина определяется расчетным путем на основании известных зависимостей между магнитными и электрическими величинами. Теоретической основой подобных методов является второе уравнение Максвелла, связывающее магнитное поле с полем электрическим; эти поля являются

двумя проявлениями особого вида материи, именуемого электромагнитным полем.

Используются в магнитных измерениях и другие (не только электрические) проявления магнитного поля, например механические, оптические.

Настоящая глава знакомит читателя лишь с некоторыми способами определения основных магнитных величин и характеристик магнитных материалов.

Меры магнитных величин. Единицы магнитных величин воспроизводятся с помощью соответствующих эталонов. У нас в стране имеется первичный эталон магнитной индукции и первичный эталон магнитного потока. Для передачи размера единиц магнитных величин от первичных эталонов рабочим средствам измерений используют рабочие эталоны, образцовые и рабочие меры магнитных величин и образцовые средства измерений. Примером передачи размера единиц может служить градуировка или поверка приборов для измерения магнитных величин, которая проводится с помощью мер магнитных величин и образцовых средств измерений.

В качестве меры магнитной индукции (напряженности магнитного поля) могут быть использованы катушки специальной конструкции (например, кольца Гельмгольца, соленоид), по обмоткам которых протекает постоянный ток, постоянные магниты.

В качестве меры магнитного потока обычно используют взаимоиндуктивную меру магнитного потока, состоящую из двух гальванически не связанных между собой обмоток и воспроизводящую магнитный поток, сцепляющийся с одной из обмоток, когда по другой обмотке протекает электрический ток.

7.2. Принципы построения приборов и способы измерения магнитного потока, магнитной индукции и напряженности магнитного поля

Принципы построения приборов для измерения магнитных величин. В настоящее время известно много разнообразных приборов и способов для измерения магнитной индукции, магнитного потока и напряженности магнитного поля. Как правило, прибор для измерения магнитных величин состоит из двух частей — измерительного преобразователя, назначением которого является преобразование магнитной величины в величину иного вида (электрическую, механическую), более удобную для дальнейших операций, и измерительного устройства для измерения выходной величины измерительного преобразователя.

Измерительные преобразователи, входной величиной которых является магнитная величина, называют магнитоизмерительными и в соответствии с видом выходной величины делят на три основные группы: магнитоэлектрические преобразователи (выходная величина электрическая), магнитомеханические (выходная величина механическая) и магнитооптические (выходная величина оптическая).

-0. В каждой из этих групп много разновидностей преобразователей, основой для создания которых служат те или иные физические явления. В качестве основных, наиболее широко используемых явлений могут быть названы следующие: 1) явление электромагнитной индукции; 2) силовое взаимодействие измеряемого магнитного поля с полем постоянного магнита или контура с током; 3) гальваномагнитные явления; 4) явление изменения магнитных свойств материалов в магнитном поле; 5) явления, возникающие при взаимодействии микрочастиц с магнитным полем.

Вторая часть прибора для измерения магнитных величин может быть либо обычным прибором для измерения электрической величины, либо прибором со специальными характеристиками.

Использование явления электромагнитной индукции. В приборах, использующих явление электромагнитной индукции для измерения характеристик постоянных и переменных магнитных полей, измерительным преобразователем служит катушка, витки которой сцепляются с магнитным потоком. При изменении потока Φ в катушке с числом витков ω_k возникает э. д. с. e , определяемая соотношением

$$e = - \frac{d\Phi}{dt} = - \omega_k \frac{d\Phi}{dt}.$$

Если поле в пространстве, охватываемом катушкой, однородно и ось катушки совпадает с направлением векторов B и H , то, используя связь между Φ , B и H , можно записать

$$e = - \omega_k \frac{d\Phi}{dt} = - \omega_k s_k \frac{dB}{dt} = - \mu_0 \omega_k s_k \frac{dH}{dt},$$

где s_k — площадь витка измерительной катушки; μ_0 — магнитная постоянная ($\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м).

Из формул видно, что с помощью катушки магнитные величины — магнитная индукция B , магнитный поток Φ , напряженность магнитного поля H — могут быть преобразованы в электрическую величину — э. д. с. e . В практике магнитных измерений подобные катушки называют измерительными катушками.

В зависимости от характера измеряемой величины к измерительным катушкам предъявляются различные требования. Измерительные катушки могут иметь каркас (круглый, квадратный, прямоугольный) из изоляционного материала либо быть бескаркасными. Обмотка должна быть нанесена равномерно. Катушка должна иметь такую форму и размеры и должна быть так расположена, чтобы с ее витками сцеплялся лишь тот поток, который подлежит измерению. Плоскость ее должна быть расположена перпендикулярно вектору магнитной индукции или напряженности магнитного поля.

Если измерительная катушка предназначена для измерения магнитной индукции в образце, то витки ее должны охватывать образец и плотно прилегать к его поверхности.

При измерении напряженности магнитного поля на поверхности образца измерительная катушка должна быть прямоугольного сечения, плоской (с малой высотой), плотно прилегать к поверхности образца и располагаться так, чтобы ее ось совпадала с направлением вектора напряженности измеряемого магнитного поля. Такие катушки называют иногда катушками поля.

При проведении измерений в однородных магнитных полях измерительные катушки могут быть большого размера (в слабых полях с большим числом витков).

При измерениях в неоднородных магнитных полях необходимо использовать измерительные катушки минимальных размеров для определения характеристик поля в данной точке.

Основной характеристикой измерительной катушки является произведение числа витков и площади витка: $w_k s_k$. Это произведение называют постоянной измерительной катушки.

Разновидностью измерительных катушек являются магнитные потенциометры, служащие для определения разности магнитных потенциалов. Применяют потенциометры при исследовании готовых электромагнитных механизмов и постоянных магнитов.

Потенциалометр устроен следующим образом. На плоский каркас из изоляционного материала равномерно наносится обмотка. Сечение катушки должно быть малым и одинаковым по всей длине. Каркас может быть жестким или гибким.

Если потенциалометр поместить в неоднородное магнитное поле (в вакууме или воздухе), то поток Ψ , сцепляющийся с его витками, можно представить так:

$$\Psi = \frac{w_k s_k}{l_{ab}} \int_a^b B_l dl = k \mu_0 \int_a^b H_l dl,$$

где l_{ab} — длина потенциалометра; B_l — проекция вектора магнитной индукции на направление dl ; $k = \frac{w_k s_k}{l_{ab}}$ — постоянная потенциалометра; w_k — число витков; s_k — площадь витка; μ_0 — магнитная постоянная.

Разность магнитных потенциалов между точками a и b

$$V_{mab} = \int_a^b H_l dl.$$

Следовательно, с помощью потенциалометра можно определить V_{mab} . Для этого помещают концы потенциалометра в точках a и b , измеряют с помощью баллистического гальванометра или веберметра потокосцепление Ψ и подсчитывают V_{mab} :

$$V_{mab} = \frac{\Psi}{\mu_0 k}.$$

При измерении характеристик переменных магнитных полей в зависимости от способа измерения индуктированной э. д. с. могут быть измерены мгновенные или амплитудные значения этих характеристик, либо амплитуды первых гармоник.

При измерении характеристик постоянного во времени магнитного поля необходимо изменить поток, сцепляющийся с витками измерительной катушки. Осуществить изменение потокосцепления в воздухе можно одним из следующих способов — вывести измери-

ительную катушку из поля (либо повернуть ее на 180°), вращать измерительную катушку в измеряемом поле с постоянной скоростью, качать измерительную катушку относительно ее среднего положения.

Остановимся более подробно на измерении характеристик постоянного магнитного поля при использовании первого способа изменения потокосцепления.

При изменении потокосцепления в измерительной катушке возникает э. д. с.

$$e = - \frac{d\Psi}{dt}.$$

Иначе это можно записать так:

$$\Delta\Psi = \int_0^\infty e dt \approx \int_0^\infty iR dt, \quad (7.1)$$

где R — сопротивление цепи измерительной катушки; i — ток в цепи измерительной катушки.

Заметим, что при быстром выведении измерительной катушки из поля $\Delta\Psi = \Psi$, а при ее повороте на 180° $\Delta\Psi = \Psi - (-\Psi) = 2\Psi$.

Из выражения (7.1) видно, что для измерения потокосцепления измерительной катушки необходимы приборы, осуществляющие интегрирование импульса э. д. с. или импульса тока.

В качестве интегрирующих устройств в магнитных измерениях используют баллистический гальванометр, веберметр и др.

Устройство и теория баллистического гальванометра описаны в § 3.4 и 3.10.

На рис. 7.1 приведена схема для измерения магнитного потока, где ИК — измерительная катушка; БГ — баллистический гальванометр; М — образцовая катушка взаимной индуктивности (мера магнитного потока).

Если изменить поток, сцепленный с витками измерительной катушки ИК, например от Φ_x до 0, то на зажимах измерительной катушки возникнет э. д. с. e_x , которая будет уравновешена активным и реактивным падением напряжения в цепи гальванометра

$$e_x = - \omega_k \frac{d\Phi_x}{dt} = iR + L \frac{di}{dt}, \quad (7.2)$$

где ω_k — число витков измерительной катушки; i — ток в цепи; R — сопротивление цепи гальванометра (сумма сопротивления рамки

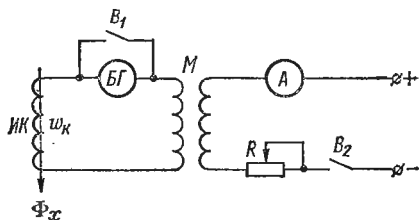


Рис. 7.1. Схема измерения магнитного потока индукционно-импульсным методом с помощью баллистического гальванометра

гальванометра и сопротивления внешней цепи); L — индуктивность цепи.

Интегрируя левую и правую части выражения (7.2) в пределах времени изменения потокосцепления и учитывая, что в момент начала и окончания изменения потокосцепления ток равен нулю, получим

$$\omega_k \Delta\Phi_x = QR,$$

где $\Delta\Phi_x$ — изменение потока за указанное время (в нашем случае $\Delta\Phi_x = \Phi_x$); Q — количество электричества, протекшего по цепи баллистического гальванометра. Так как нас интересует абсолютное значение изменения магнитного потока, знак минус в левой части опущен.

Количество электричества Q определяют, зафиксировав первое наибольшее отклонение указателя баллистического гальванометра α_{1m} (см. § 3.10):

$$Q = C_6 \alpha_{1m},$$

где C_6 — баллистическая постоянная гальванометра.

Окончательно получаем

$$\Delta\Phi_x = \frac{C_6 R}{\omega_k} \alpha_{1m} = \frac{C_\Phi}{\omega_k} \alpha_{1m}, \quad (7.3)$$

где $C_\Phi = C_6 R$ — постоянная баллистического гальванометра по магнитному потоку, Вб/дел.

Из выражения (7.3) видно, что постоянная баллистического гальванометра C_Φ зависит от сопротивления цепи, поэтому определять ее необходимо при том сопротивлении цепи, при котором производится измерение магнитного потока. Кроме того, так как точность интегрирования импульса зависит от его длительности, изменение потока должно происходить достаточно быстро, чтобы продолжительность импульса была в 20—30 раз меньше периода колебаний подвижной части гальванометра.

Для определения постоянной баллистического гальванометра по магнитному потоку используют меру в виде катушки с известной взаимной индуктивностью.

При изменении тока в первичной обмотке катушки взаимной индуктивности на некоторое значение ΔI во вторичной обмотке, присоединенной к баллистическому гальванометру (см. рис. 7.1) произойдет изменение магнитного потока

$$\Delta\Phi = M \Delta I,$$

где M — коэффициент взаимной индуктивности катушки.

Это изменение потока $\Delta\Phi$ вызовет отклонение указателя гальванометра β_{1m} .

Отсюда постоянная баллистического гальванометра по магнитному потоку

$$C_\Phi = \frac{M \Delta I}{\beta_{1m}}.$$

Постоянная по магнитному потоку C_Φ для баллистических гальванометров колеблется в пределах $1 \cdot 10^{-6} - 5 \cdot 10^{-5}$ Вб·м/мм, погрешность измерения составляет 0,5 — 1,0%.

Баллистический гальванометр в рассмотренной схеме можно заменить веберметром.

В магнитоэлектрическом веберметре используется измерительный механизм без противодействующего момента и с большим моментом магнитоиндукционного успокоения (рамка веберметра замкнута на измерительную катушку, имеющую обычно малое сопротивление).

Уравнение движения подвижной части веберметра можно записать в следующем виде (см. § 3.10):

$$J \frac{d^2\alpha}{dt^2} + P_2 \frac{d\alpha}{dt} = Bsw.$$

Ток i определяется э. д. с., которая возникает в цепи веберметра при изменении потока, сцепляющегося с витками измерительной катушки. Тогда, используя выражение (7.2), получим

$$J \frac{d^2\alpha}{dt^2} + P_2 \frac{d\alpha}{dt} = \frac{Bsw}{R} \left(e_x - L \frac{di}{dt} \right).$$

Интегрируя это выражение за время изменения магнитного потока (от 0 до t) и учитывая, что в моменты времени 0 и t подвижная часть веберметра находится в состоянии покоя, получаем

$$P_2 \Delta\alpha = \frac{Bsw}{R} \int_0^t e_x dt = \frac{Bsw}{R} \Delta\Phi_x w_k.$$

Принимая во внимание полученное в § 3.10 выражение для P_2 , окончательно получаем

$$\Delta\alpha = \frac{w_k}{Bsw} \Delta\Phi_x = \frac{w_k}{C_\Phi} \Delta\Phi_x,$$

где C_Φ — постоянная веберметра.

Это соотношение справедливо при условии, что сопротивление измерительной катушки не превосходит значения, указанного в паспорте прибора или на его шкале (обычно 5—30 Ом). Если сопротивление измерительной катушки больше допустимого, то погрешность прибора возрастает.

Так как противодействующий момент прибора равен нулю, то его указатель может занимать произвольное положение. При определении магнитного потока $\Delta\Phi_x$ берут разность показаний прибора $\Delta\alpha = \alpha_2 - \alpha_1$, где α_2 — конечное показание, α_1 — начальное показание.

Для установления указателя на нулевую либо другую удобную отметку шкалы в приборе используют электрический корректор. Он представляет собой катушку, расположенную в поле постоянного магнита. Если соединить эту катушку с рамкой веберметра и изменить поток, сцепляющийся с витками катушки (путем поворота

катушки или магнита), то рамка веберметра отклонится; регулируя положение катушки или магнита, устанавливают указатель прибора в нужное положение.

Баллистический гальванометр превосходит магнитоэлектрический веберметр по чувствительности и позволяет измерять магнитные величины с большей точностью, но является прибором неградуированным и требует определения постоянной по магнитному потоку S_Φ в каждом конкретном случае.

Веберметр — переносный прибор, шкала его отградуирована в единицах магнитного потока, он прост и удобен в работе, его показания в довольно широких пределах не зависят от сопротивления цепи и времени изменения потокосцепления.

Основными недостатками его являются относительно низкая чувствительность и малая точность.

В значительной мере лишен этих недостатков фотогальванометрический веберметр.

На рис. 7.2 приведена упрощенная схема фотогальванометрического веберметра. Как видно из схемы, фотогальванометрический

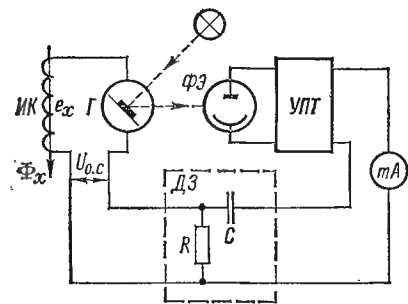


Рис. 7.2. Схема фотогальванометрического веберметра

веберметр представляет собой фотогальванометрический усилитель с отрицательной обратной связью по производной выходного тока, которая осуществляется с помощью RC -цепи. Работает прибор следующим образом. При изменении потока, сцепляющегося с витками измерительной катушки ИК, на ее зажимах возникает э. д. с. $e_x = -\omega_k \frac{d\Phi_x}{dt}$. Под действием этой э. д. с. в цепи высокочувствительного магнитоэлектрического гальванометра Г потечет ток, при этом подвижная часть гальванометра повернется, что вызовет изменение освещенности фотоэлемента ФЭ, а следовательно, и фототока. После усиления усилителем постоянного тока УПТ фототок преобразуется с помощью дифференцирующего звена ДЗ в напряжение обратной связи $U_{0.c} = k \frac{dI}{dt}$, которое поступает в цепь измерительной катушки. Изменение фототока будет происходить до тех пор, пока напряжение обратной связи $U_{0.c}$ не уравнивает входной сигнал e_x .

Приравняв e_x к $U_{0.c}$ и интегрируя их за время изменения магнитного потока, получим

$$\Delta I = -\frac{\omega_k}{k} \Delta \Phi_x,$$

где ΔI — приращение тока на выходе УПТ за время изменения потокосцепления $\omega_k \Delta \Phi_x$.

к. Таким образом, по току I можно судить о потоке Φ_x . Шкала миллиамперметра градуируется в единицах магнитного потока.

Фотогальванометрический веберметр обладает высокой чувствительностью и позволяет измерять весьма малые магнитные потоки. Благодаря использованию отрицательной обратной связи входное сопротивление прибора увеличивается, что позволяет использовать измерительные катушки с достаточно высоким сопротивлением (100 Ом и более).

Все рассмотренные приборы — баллистический гальванометр, магнитоэлектрический и фотогальванометрический веберметры — измеряют потокосцепление $\Delta\Psi = \omega_k \Phi_x$, поэтому для определения магнитного потока показания приборов следует разделить на число витков измерительной катушки ω_k .

Используя известные соотношения и измерив потокосцепление, можно подсчитать магнитный поток, магнитную индукцию и напряженность магнитного поля (в вакууме и в воздухе):

$$\Phi = \frac{\Psi}{\omega_k}; \quad B = \frac{\Psi}{\omega_k S_k}; \quad H = \frac{\Psi}{\mu_0 \omega_k S_k}.$$

Основные технические характеристики некоторых отечественных веберметров:

магнитоэлектрический микровеберметр типа М1119: предел измерения 10 мВб; приведенная погрешность составляет $\pm 1,0$; $\pm 2,5$; $\pm 4,0\%$ в зависимости от сопротивления внешней цепи (10, 20, 30 Ом);

фотогальванометрический микровеберметр типа Ф191: 10 пределов измерения с верхними пределами от 2 до 2000 мкВб, приведенная погрешность $\pm(1,0-2,5)\%$; сопротивление внешней цепи до 10^2-10^3 Ом;

цифровой микровеберметр типа Ф5050: четыре предела измерения с верхними пределами от 10 мкВб до 10 Вб, приведенная погрешность $\pm 0,5\%$; сопротивление внешней цепи до 100 Ом.

Использование гальваномагнитных эффектов. При измерениях магнитной индукции и напряженности магнитного поля используют эффект Холла и эффект Гаусса.

Принцип действия прибора, реализующего эффект Холла, можно пояснить с помощью схемы, приведенной на рис. 7.3, где ПХ — преобразователь Холла, У — усилитель.

Преобразователь представляет собой пластину из полупроводника, по которой протекает ток I . При помещении пластины в магнитное поле, вектор магнитной индукции которого B перпендикулярен плоскости пластины, на боковых гранях ее возникает разность потенциалов — э. д. с. Холла

$$E_x = CIB,$$

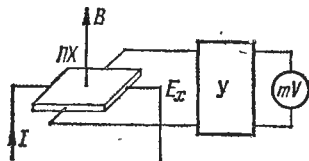


Рис. 7.3. Схема прибора с преобразователем Холла для измерения магнитной индукции

где C — постоянная, зависящая от свойств материала и размеров пластины; I — сила тока; B — магнитная индукция.

После усиления э. д. с. Холла измеряется милливольтметром, шкала которого может быть проградуирована в единицах магнитной индукции при условии постоянства значения силы тока. Для повышения точности измерения магнитной индукции измерение э. д. с. Холла часто осуществляется компенсационным методом.

Рассмотренные приборы находят все более широкое распространение, так как они обладают рядом положительных свойств. Они достаточно просты, имеют удовлетворительную точность — погрешность не превышает $\pm(1,0 \div 2,5)\%$ (специальными мерами погрешность может быть доведена до $\pm 0,05\%$), позволяют измерять магнитную индукцию или напряженность в постоянных, переменных (в широком диапазоне частот) и импульсных магнитных полях. Измерительные преобразователи имеют малые размеры, что позволяет проводить измерение индукции в узких зазорах.

В настоящее время известно значительное количество модификаций приборов, в которых использован эффект Холла, например: миллительсметр типа Ф4355: верхние пределы измерения от 10 до 1500 мТл, погрешность $\pm 2,5\%$; измеритель магнитной индукции типа Ш1-8: верхние пределы измерения 0,01—1,6 Тл (для постоянных магнитов), 0,01—0,3 Тл (для соленоидов); погрешность $\pm 1,5\%$.

Реже, чем эффект Холла, используется эффект Гаусса, суть которого в том, что электрическое сопротивление проводника или полупроводника изменяется при помещении его в магнитное поле.

Использование явления изменения магнитного состояния ферромагнитных материалов в магнитном поле. Магнитоизмерительные преобразователи, в которых используется это явление, называют ферромодуляционными. Существует много разновидностей ферромодуляционных преобразователей, различающихся режимом работы, конструкцией, способом наложения вспомогательного поля. Одним из наиболее распространенных видов является дифференциальный ферромодуляционный преобразователь. Работа ферромодуляционного преобразователя основана на особенностях изменения магнитного состояния ферромагнитного материала при одновременном воздействии на него переменного и постоянного магнитных полей (либо двух переменных полей различных частот).

Если на ферромагнитный материал воздействует только переменное (синусоидальное) магнитное поле напряженностью $H_{\sim}$, то магнитное состояние его изменяется по симметричным динамическим магнитным циклам, кривая индукции $B_{\sim}$ несинусоидальна, но симметрична относительно оси времени (см. § 7.3).

При наложении на переменное поле $H_{\sim}$ постоянного магнитного поля напряженностью H_{-} симметрия нарушается, кривая переменной составляющей индукции $B_{\sim}$ станет несимметричной относительно оси времени, т. е. в составе этой кривой наряду с нечетными появятся четные гармоники, причем степень асимметрии зависит от значения поля H_{-} . По значению э. д. с. четных гармоник, индущи-

фазованных в обмотке измерительной катушки, в частности по э. д. с. второй гармоники, можно судить о значении напряженности или магнитной индукции постоянного магнитного поля.

Устройство дифференциального ферро модуляционного преобразователя схематически показано на рис. 7.4. На каждый из двух идентичных по размерам и свойствам сердечников C , набранных из пластин или стержней из пермаллоя, наматывают одинаковые обмотки возбуждения w , которые включают встречно и питают переменным током. Оба сердечника охватывает индикаторная обмотка w_H . При отсутствии постоянного поля э. д. с. на зажимах индикаторной обмотки равна нулю, так как потоки, создаваемые обмотками w , одинаковы и направлены встречно. Если на переменное поле $H_{\sim}$ (поле возбуждения) наложить постоянное поле H_- (измеряемое), вектор напряженности которого параллелен оси сердечника, то на зажимах индикаторной обмотки возникнет э. д. с., которая вследствие асимметрии кривой индукции будет содержать наряду с нечетными четные гармоники, причем фаза их будет изменяться на 180° при изменении направления постоянного поля H_- на обратное.

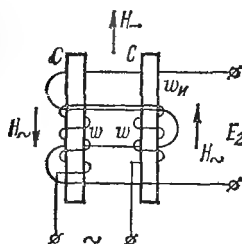


Рис. 7.4. Принцип действия дифференциального ферро модуляционного преобразователя

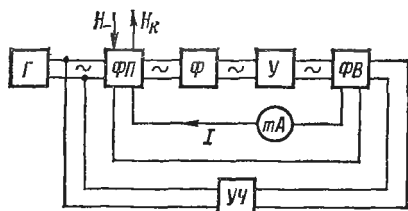


Рис. 7.5. Структурная схема компенсационного прибора с ферро модуляционным преобразователем

Э. д. с. четных гармоник (обычно используют вторую гармонику) с некоторым приближением является линейной функцией составляющей напряженности постоянного поля, параллельной оси преобразователя, т. е.

$$E_2 = kH_-; \quad E_2 = k_1 B_-$$

где E_2 — э. д. с. второй гармоники; k и k_1 — коэффициенты преобразования, определяемые параметрами ферро модуляционного преобразователя, частотой и значением поля возбуждения; B_- — магнитная индукция.

Для повышения точности измерения в этих приборах используют компенсационный метод измерения, при котором измеряемое поле H_- компенсируется полем, равным ему и противоположным по направлению.

Структурная схема прибора с автоматической компенсацией измеряемого поля приведена на рис. 7.5, где $\Phi П$ — дифференциаль-

ный ферроимпульсионный преобразователь, Γ — генератор, Φ — фильтр, $У$ — усилитель, $\Phi В$ — фазочувствительный выпрямитель, $УЧ$ — удвоитель частоты.

Напряжение частоты f от генератора Γ подается на обмотку возбуждения преобразователя $\Phi П$. При наложении на переменное поле $H_{\sim}$ постоянного поля $H_{\sim}$ в обмотке возникает э. д. с., вторая гармоника которой через фильтр Φ подается на усилитель $У$ и после усиления на вход фазочувствительного выпрямителя $\Phi В$. Постоянный ток I с выхода фазочувствительного выпрямителя $\Phi В$ через миллиамперметр поступает в компенсационную обмотку преобразователя $\Phi П$; возникающее при этом магнитное поле напряженностью H_k компенсирует измеряемое поле $H_{\sim}$. Опорное напряжение на $\Phi В$ подается от генератора Γ через удвоитель частоты $УЧ$.

Фазочувствительный выпрямитель необходим в схеме, так как направление измеряемого поля может изменяться на 180° , следовательно, должно изменять свое направление и компенсирующее поле. Из описания работы прибора видно, что в схеме применена глубокая отрицательная обратная связь, что повышает ее точность.

Приборы с ферроимпульсионными преобразователями обладают высокой чувствительностью, высокой точностью измерения, позволяют вести непрерывные измерения, что обеспечило им широкое распространение, в частности, для измерения магнитного поля Земли.

В зависимости от назначения чувствительность и точность ферроимпульсионных тесламетров и измерителей напряженности магнитного поля колеблется в широких пределах. Так, например, погрешность таких приборов колеблется от $\pm 0,01$ до $\pm 1,5\%$.

Использование явлений, возникающих при взаимодействии микрочастиц с магнитным полем. Магнитоизмерительные преобразователи, в которых используются эти явления, называют квантовыми. Существует несколько разновидностей квантовых преобразователей. В качестве примера рассмотрим принцип действия одного из них — ядерно-резонансного преобразователя, позволяющего измерять магнитную индукцию с высокой точностью.

Работа ядерно-резонансного преобразователя происходит следующим образом.

Ядра атомов вещества, обладающие не только моментом количества движения, но и магнитным моментом, при помещении во внешнее магнитное поле начинают прецессировать вокруг вектора магнитной индукции внешнего поля. Прецессией называют движение, при котором ось собственного вращения тела перемещается по поверхности конуса, вершина которого совпадает с неподвижной точкой тела.

Частота прецессии f ядер атомов вещества связана с магнитной индукцией внешнего поля соотношением

$$f = \frac{\gamma}{2\pi} B,$$

где γ — гиромагнитное отношение (отношение магнитного момента ядра атома к моменту количества движения); B — магнитная индукция.

Следовательно, измерив частоту прецессии, можно определить значение магнитной индукции. Гиромагнитное отношение измерено для ряда веществ с высокой точностью. Измерение частоты может быть выполнено с погрешностью менее $\pm 10^{-4}\%$ (см. гл. 6). Таким образом, рассматриваемый преобразователь может обеспечить измерение магнитной индукции с высокой точностью.

Для измерения частоты прецессии используют различные методы. Один из них основан на явлении ядерного магнитного резонанса.

На рис. 7.6 приведена упрощенная структурная схема прибора, в котором использовано явление ядерного магнитного резонанса. Обозначения на схеме: ЯРП — ядерно-резонансный преобразователь, состоящий из ампулы с водой и охватывающей ее катушки K ; Γ — высокочастотный генератор; ЭО — электронный осциллограф; Ч — частотомер.

Если на измеряемое постоянное поле B_0 наложить под углом 90° переменное поле B_1 , частоту которого можно плавно изменять, то при совпадении частоты прецессии с частотой переменного поля будет наблюдаться явление ядерного магнитного резонанса — амплитуда прецессии возрастает и достигает максимального значения. Увеличение амплитуды прецессии сопровождается поглощением ядрами вещества энергии переменного поля, что приводит к уменьшению добротности катушки K , а следовательно, и уменьшению напряжения на ее зажимах (катушка K является элементом колебательного контура высокочастотного генератора Γ). Следовательно, в момент резонанса выходное напряжение генератора минимально, что и фиксируется с помощью электронного осциллографа. Частота прецессии определяется путем измерения частоты генератора.

Тесламетр с ядерно-резонансным преобразователем типа Ш1-1 имеет пределы измерения 0,025—2,5 Тл (для постоянных магнитов), 0,05—0,7 Тл (для соленоидов), погрешность $\pm 0,01\%$.

Приборы с этими преобразователями можно использовать для измерения магнитной индукции только однородного магнитного поля, что является их недостатком. Основными достоинствами являются высокая точность измерения магнитных величин (погрешность может быть не более $\pm(10^{-3}—10^{-4})\%$), высокая чувствительность (порог чувствительности примерно 10^{-11} Тл).

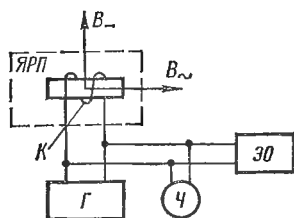


Рис. 7.6. Структурная схема тесламетра с ядерно-резонансным преобразователем

Наибольшее распространение в технике имеют ферромагнитные материалы, к которым относятся некоторые металлы и сплавы, и ферримагнитные материалы — ферриты, к которым относятся структуры на основе окиси железа с окислами других металлов.

Ферромагнитные материалы отличаются высокими показателями магнитных характеристик: высокой магнитной проницаемостью, высокой индукцией насыщения и др. Ферриты имеют очень высокое электрическое сопротивление (в 10^6 — 10^{12} раз больше, чем у ферромагнитных материалов) при относительно низких показателях магнитных характеристик, что обеспечило им широкое распространение в высокочастотной технике. Они с успехом работают на частотах, достигающих сотен мегагерц, тогда как ферромагнитные материалы используют лишь на частотах порядка десятков килогерц.

Магнитные материалы делят на три основные группы:

магнитомягкие, обладающие высокой магнитной проницаемостью и малой коэрцитивной силой (не более 4 кА/м);

магнитотвердые, обладающие высокой коэрцитивной силой (не менее 4 кА/м) и более низкой, чем у первых, магнитной проницаемостью;

материалы со специальными свойствами (термомагнитные, магнотриксционные и др.).

Для рационального использования магнитных материалов в соответствии с назначением и режимом работы необходимо располагать сведениями об их характеристиках и свойствах.

В этом параграфе будут рассмотрены основные характеристики магнитных материалов, а в следующих — способы определения этих характеристик.

Характеристики магнитных материалов, определенные в постоянном магнитном поле, называют статическими. Характеристики, определенные в переменном поле, называют динамическими. Основные характеристики магнитных материалов и методы их определения регламентируются соответствующими государственными стандартами СССР.

Статические характеристики. К основным статическим характеристикам магнитных материалов относятся кривая намагничивания (начальная и основная) и симметричная предельная петля гистерезиса.

Начальная кривая намагничивания — зависимость магнитной индукции B от напряженности намагничивающего поля H при монотонном возрастании поля для материала, предварительно размагниченого, т. е. при $H = 0$ и $B = 0$. Эта характеристика плохо воспроизводится, поэтому на практике пользуются так называемой основной кривой намагничивания, которая мало отличается от начальной, но хорошо воспроизводится.

Основной кривой намагничивания называют геометрическое место вершин симметричных петель гистерезиса, полученных при циклическом перемагничивании

Рис. 7.7. Основная кривая намагничивания и семейство петель гистерезиса

материала (рис. 7.7).

Магнитная индукция и напряженность магнитного поля связаны соотношением

$$B = \mu_0 \mu_r H,$$

где B — магнитная индукция; H — напряженность намагничивающего поля; μ_0 — магнитная постоянная ($\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м); μ_r — относительная магнитная проницаемость материала.

Имея основную кривую намагничивания $B = f(H)$, можно определить значения относительной нормальной магнитной проницаемости для каждой точки

основной кривой и построить зависимость магнитной проницаемости от напряженности намагничивающего поля — $\mu_r = f(H)$ (рис. 7.8).

Если размагниченный материал намагнитить полем H_1 (рис. 7.7), а затем плавно изменить это поле от $+H_1$ до $-H_1$ и обратно, то магнитная индукция будет изменяться по кривой, которая называется петлей гистерезиса. Каждому значению намагничивающего поля соответствует своя петля гистерезиса. Изменяя значение напряженности намагничивающего поля, можно получить семейство гистерезисных петель для данного материала.

При некотором максимальном значении намагничивающего поля в области, близкой к насыщению, форма и размеры петли при дальнейшем увеличении этого значения уже не изменяются, растут лишь ее безгистерезисные участки (рис. 7.9). Такая петля называется предельной петлей гистерезиса. Точки пересечения предельной петли гистерезиса с осями координат называются остаточной индукцией B_r и коэрцитивной силой H_c . Эти понятия являются весьма важными характеристиками ферромагнитных материалов,

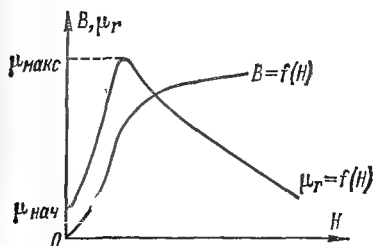


Рис. 7.8. Кривые намагничивания и магнитной проницаемости

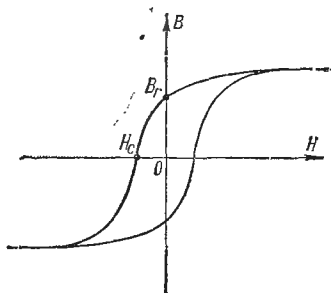


Рис. 7.9. Предельная петля гистерезиса

Все возможные петли гистерезиса, кроме предельной, называются частными циклами. Они могут быть симметричными ($|+H_{\max}| = |-H_{\max}|$) и несимметричными, например расположенными полностью в одном квадранте.

Характерной для петли гистерезиса является и ее площадь, пропорциональная энергии, затраченной на перемагничивание вещества.

Все характеристики, рассмотренные выше, относятся к характеристикам магнитного вещества, и при их определении магнитная цепь образца должна быть замкнута. Идеальным с этой точки зрения является образец, имеющий форму кольца. При разомкнутой магнитной цепи необходимо учитывать собственное поле образца — так называемое размагничивающее поле

$$H_0 = NM,$$

где N — коэффициент размагничивания, зависящий в основном от формы образца и расположения его относительно внешнего поля; M — намагненность.

Динамические характеристики. В отличие от статических характеристик динамические характеристики в значительной степени зависят не только от качества самого материала, но и от ряда других факторов: формы и размеров образца, формы кривой и частоты намагничивающего поля и т. д., т. е. динамические характеристики, по существу, являются характеристиками образца из данного материала и, строго говоря, по ним можно судить о пригодности материала для данных конкретных условий намагничивания (толщина листов, частота поля, режим намагничивания и т. д.).

При намагничивании магнитного материала переменным периодически изменяющимся магнитным полем магнитная индукция изменяется по кривой, которая называется динамической петлей.

Характер динамической петли определяется не только гистерезисными явлениями, но и влиянием вихревых токов, которые возникают в материале и создают

свои магнитные поля, взаимодействующие с основным полем, а также являющиеся магнитной вязкости и др. Площадь динамической петли определяет полную энергию, рассеиваемую за цикл перемагничивания, т. е. потери энергии за счет гистерезисных явлений, вихревых токов, магнитной вязкости и др. Форма динамической петли зависит также от амплитуды напряженности намагничивающего поля. В слабых полях форма ее близка эллипсу. Эллиптическую форму петли приобретает и при возрастании частоты намагничивающего поля. Семейство симметричных динамических петель характеризует магнитный материал при данных размерах образца, форме кривой и частоте поля. Геометрическое место вершин динамических петель называется динамической кривой намагничивания.

Вследствие нелинейности зависимости $B = f(H)$ индукция и напряженность намагничивающего поля не могут быть одновременно синусоидальными. Различают режим синусоидальной индукции, при котором форма кривой индукции синусоидальна, и режим синусоидальной напряженности, при котором форма кривой напряженности синусоидальна. В зависимости от режима намагничивания изменяются форма и размеры динамической петли. Поэтому при испытаниях ферромагнитных материалов в переменных магнитных полях оговаривается режим, при котором производится испытание.

Важными характеристиками магнитных материалов при намагничивании в переменных магнитных полях являются различные виды магнитной проницаемости.

Если динамическая петля имеет форму эллипса или ее заменить эквивалентным эллипсом, равновеликим ей по площади, то индукцию и напряженность магнитного поля можно представить в виде синусоидально изменяющихся величин: $B_t = B_m \sin(\omega t - \delta)$, $H_t = H_m \sin \omega t$, и ввести понятие комплексной магнитной проницаемости

$$\dot{\mu} = \frac{\dot{B}}{\mu_0 \dot{H}} = \mu_n e^{-j\delta} = \mu_1 - j\mu_2,$$

где μ_1 — упругая проницаемость; μ_2 — проницаемость потерь. Модуль комплексной проницаемости $\mu_n = \sqrt{\mu_1^2 + \mu_2^2}$ называется амплитудной проницаемостью, аргумент комплексной проницаемости δ — углом потерь, причем $\operatorname{tg} \delta = \mu_2 / \mu_1$.

Амплитудную проницаемость можно определить как отношение амплитуд индукции и напряженности магнитного поля:

$$\mu_n = \frac{B_m}{\mu_0 H_m}.$$

Весьма важной динамической характеристикой являются потери энергии в материале при его намагничивании. При испытаниях магнитных материалов определяют суммарные потери как функцию амплитуды индукции и частоты. Часто пользуются понятием «удельные потери», понимая под ним потери при намагничивании единицы массы образца.

При намагничивании в переменных магнитных полях процесс намагничивания магнитного материала осложняется рядом факторов — действием вихревых токов, магнитной вязкостью и другими явлениями. Это делает невозможным точно определить характеристики самого вещества.

Индукция по сечению образца неравномерна, и полученное при использовании большинства методов измерения ее значение является усредненным. Измеренное обычным путем (по току в намагничивающей обмотке) значение напряженности намагничивающего поля также отличается от действительного поля в веществе хотя бы из-за размагничивающего действия вихревых токов. Исходя из этого, результаты испытания магнитного материала для правильного их использования следует сопровождать сведениями об условиях испытаний — данными о форме и размерах образцов, частоте и форме кривой намагничивающего поля, толщине пластин в пакете, режиме испытаний и т. д.

Динамические характеристики магнитных материалов изменяются, если на материал, кроме переменного поля, действует еще и постоянное. Магнитное состояние материала в этом случае изменяется по несимметричной петле магнит-

магнитного гистерезиса, форма и размеры которой зависят от соотношения напряженности постоянного и переменного полей и свойств материала.

Часто при рассмотрении режима одновременного намагничивания пренебрегают явлением гистерезиса и потерями в материале. В этом случае характеристика материала определяется семейством кривых одновременного намагничивания: $B_m = f(H_{m\pm})H$, т. е. совокупностью зависимостей значения переменной составляющей индукции от значения напряженности переменного намагничивающего поля при различных значениях напряженности постоянного подмагничивающего поля (рис. 7.10).

Весьма важной характеристикой при одновременном намагничивании является магнитная проницаемость. При этом обычно различают два вида магнитной проницаемости — проницаемость для постоянной составляющей магнитного поля:

$$\mu = \frac{B_-}{\mu_0 H_-},$$

и проницаемость для переменной составляющей поля:

$$\mu_{\sim} = \frac{B_{\sim}}{\mu_0 H_{\sim}}.$$

Проницаемость $\mu_{\sim}$ может быть нескольких видов в зависимости от значений $B_{\sim}$ и $H_{\sim}$. Чаще всего пользуются так называемой средней проницаемостью на симметричной петле гистерезиса:

$$\mu_{\text{ср}} = \frac{B_m}{\mu_0 H_{m\pm}}.$$

Характеристики магнитных материалов в режиме импульсного намагничивания. Для оценки магнитного материала при использовании его в режиме импульсного намагничивания представляют интерес как статические, так и динамические характеристики. Основной статической характеристикой является предельная петля гистерезиса, из которой определяется остаточная индукция, коэрцитивная сила, коэффициент прямоугольности для материалов с прямоугольной петлей гистерезиса (ППГ).

Динамические характеристики для режима импульсного намагничивания специфичны. Состояние магнитного материала в режиме импульсного намагничивания определяется несимметричной петлей магнитного гистерезиса, представленной на рис. 7.11, где $\Delta B_{\text{макс}}$ и $\Delta H_{\text{макс}}$ — наибольшие приращения индукции и напряженности поля при намагничивании образца однополярным импульсом тока.

Динамические характеристики, определяемые в режиме импульсного намагничивания, зависят не только от свойств материала образца, но также от размеров образца, формы и частоты намагничивающих импульсов, от электрических параметров намагничивающей цепи. Несмотря на это, динамическими характеристиками широко пользуются.

К основным динамическим характеристикам при импульсном намагничивании могут быть отнесены следующие:

1. Импульсная магнитная проницаемость $\mu_{\text{имп}}$ и ее зависимость от наибольшего приращения напряженности намагничивающего поля (см. рис. 7.11):

$$\mu_{\text{имп}} = \frac{\Delta B_{\text{макс}}}{\Delta H_{\text{макс}}} = f_1(\Delta H_{\text{макс}}).$$

2. Импульсная кривая намагничивания — зависимость наибольших приращений индукции от наибольших приращений напряженности намагничивающего

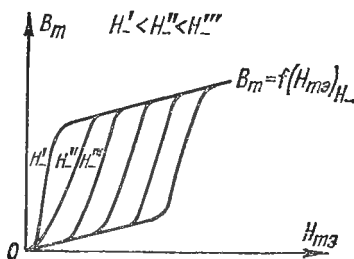


Рис. 7.10. Зависимость максимального значения переменной составляющей магнитной индукции от максимального значения эквивалентной синусоиды напряженности магнитного поля при различных значениях постоянного поля

поля для различных значений $H_{\text{макс}}$:

$$\Delta B_{\text{макс}} = f_2(\Delta H_{\text{макс}}).$$

3. Удельные потери на перемагничивание и их зависимость от наибольших изменений магнитной индукции:

$$p = f_3(\Delta B_{\text{макс}}).$$

4. Время перемагничивания (длительность импульса индуктированной э. д. с., определяемая на уровне 0,1 амплитуды импульса) τ и его зависимость при перемагничивании от амплитуды намагничивающего поля $H_{\text{макс}}$. Обычно на практике пользуются несколько иной зависимостью (рис. 7.12), которую называют импульсной характеристикой:

$$1/\tau = f_4(H_{\text{макс}}).$$

Эта зависимость в некоторых пределах линейна, точка пересечения продолжения линейной части характеристики с осью дает поле

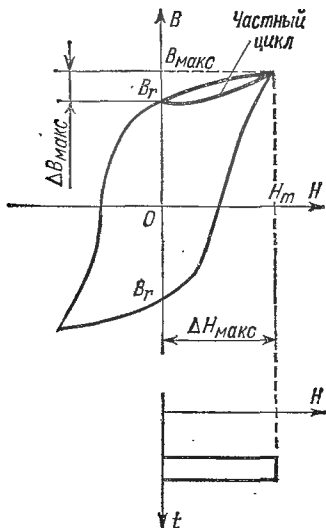


Рис. 7.11. Частный несимметричный динамический цикл при импульсном намагничивании

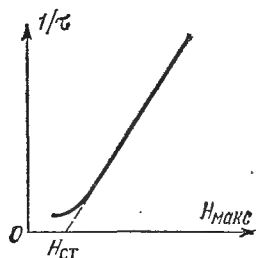


Рис. 7.12. Импульсная характеристика материала

старта (трогания) $H_{\text{ст}}$, т. е. поле, соответствующее началу резкого изменения потока в материале образца.

5. Коэффициент переключения материала (или коэффициент перемагничивания) S_w определяется импульсом поля, необходимым для изменения состояния материала от $-B_r$ до $+B_{\text{макс}}$ в сердечнике, имеющем единичные размеры и один виток намагничивающей обмотки:

$$S_w = \int_0^{\tau} (H_m - H_{\text{ст}}) dt.$$

Для прямоугольного импульса

$$S_w = (H_{\text{макс}} - H_{\text{ст}}) \tau.$$

6. Скорость перемагничивания материала и ее зависимость от амплитуды напряженности намагничивающего поля:

$$\frac{dB}{dt} = f_5(H_{\text{макс}}).$$

В зависимости от условий работы элемента, содержащего магнитный материал, его назначения полезны те или иные характеристики. Так, например, для импульсных трансформаторов наиболее интересны первые три характеристики,

а для элементов вычислительной техники с ППГ больший интерес представляют последние три характеристики.

Для оценки материалов, работающих в режиме импульсного намагничивания, используют, кроме приведенных здесь, и ряд других характеристик.

7.4. Аппаратура и образцы для испытаний магнитных материалов

Испытание в замкнутой магнитной цепи. Испытания магнитных материалов стремятся проводить при равномерном намагничивании материала, когда индукция в различных сечениях образца одинакова. Магнитная цепь при испытаниях может быть замкнутой или разомкнутой. Выбор того или иного метода намагничивания обусловлен рядом факторов — удобством определения заданной характеристики, заданной точностью, имеющейся в наличии аппаратурой и т. д.

Наилучшей формой образца для испытания магнитного материала в замкнутой магнитной цепи является кольцо. Кольцевые образцы при правильном выборе их размеров не испытывают влияния собственных полей рассеяния и обеспечивают равномерное намагничивание.

Намагничивающая и измерительная обмотки навиваются по периметру кольца, причем измерительная обмотка может быть распределенной или сосредоточенной, а намагничивающая обмотка обязательно должна быть равномерно распределена по всему периметру кольца. Напряженность намагничивающего поля в этом случае подсчитывается по формуле

$$H = \frac{\omega I}{2\pi R_{\text{ср}}}, \quad (7.4)$$

где ω — число витков намагничивающей обмотки; I — ток в намагничивающей обмотке; $R_{\text{ср}}$ — средний радиус кольца.

При выборе размеров образца необходимо учитывать, что внутренний и наружный периметры кольца различны, что ведет к неравномерному намагничиванию материала и появлению погрешности при подсчете напряженности поля. Эту погрешность можно исключить, подставляя в формулу (7.4) не средний геометрический радиус $R_{\text{ср}} = \frac{R_{\text{н}} + R_{\text{в}}}{2}$, а средний гармонический радиус $R_{\text{г}} = \frac{R_{\text{н}} - R_{\text{в}}}{\ln \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{в}}}}$, где $R_{\text{н}}$ —

наружный радиус кольца, $R_{\text{в}}$ — внутренний.

Обычно размеры кольца выбираются так, чтобы $\frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{в}}} = 1,2$. Поперечное сечение кольца имеет форму круга или, чаще, квадрата. В качестве намагничивающей обмотки иногда применяется единственный провод, проходящий через центр кольца.

Испытание материала при кольцевой форме образца обеспечивает наибольшую точность результатов, однако изготовление таких образцов и наклеивание на них обмоток отличаются сложностью.

При испытаниях листовых материалов применяют также образцы, прямоугольной формы, состоящие из четырех пакетов, набранных из одинаковых по размеру прямоугольных листов. Намагничивающее устройство состоит из четырех прямоугольных соленоидов, в которые закладываются пакеты испытуемого материала и закрепляются с помощью специальных зажимов.

Пермеаметры. Ввиду сложности изготовления кольцевых образцов и невозможности получения в них больших напряженностей намагничивающих полей, при испытании магнитных материалов часто пользуются специальными устройствами, называемыми пермеаметрами, которые позволяют проводить испытание образцов в виде полос и стержней прямоугольного и круглого сечения в замкнутой магнитной цепи.

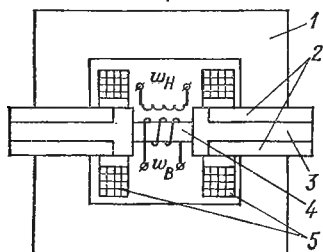


Рис. 7.13. Схематическое изображение пермеаметра сильных полей

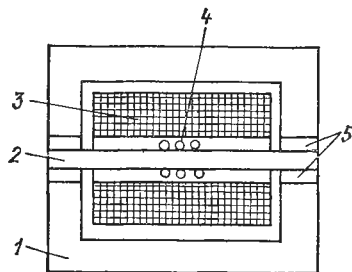


Рис. 7.14. Схематическое изображение пермеаметра средних полей

Рассмотрим устройство двух наиболее распространенных типов пермеаметров. На рис. 7.13 схематично показано устройство пермеаметра сильных полей (до $6 \cdot 10^5$ А/м), служащего для определения магнитных характеристик высококоэрцитивных сплавов для постоянных магнитов. Между двумя массивными полужаберами 1, изготовленными из электротехнической стали, зажаты с помощью винтов (на рисунке не показаны) вкладыши 2 с Т-образными полюсными наконечниками 3. Перемещая вкладыши 2, можно изменять расстояние между полюсными наконечниками 3, что позволяет проводить испытания на образцах различной формы и размеров. Между полюсными наконечниками зажимается образец 4. Намагничивающие катушки 5 соединены между собой последовательно. Для определения магнитной индукции в образце на него навивают измерительную обмотку w_B . Напряженность магнитного поля измеряется при помощи катушки w_H , которая плотно прилегает к образцу и в момент измерения удаляется от него при помощи специального устройства (на рисунке не показано). Изменение магнитного потока, сцепляющегося с витками измерительной катушки, при удалении катушки из поля определяется соотношением

$$\Delta \Psi = B (ws)_H = \mu_0 H (ws)_H,$$

где $(ws)_H$ — постоянная катушки для измерения напряженности поля.

Напряженность H приблизительно равна напряженности поля в образце, так как на границе двух сред тангенциальная составляющая напряженности магнитного поля не изменяется, а в данном случае напряженность поля определяется ее тангенциальной составляющей.

Для измерения напряженности поля H можно также воспользоваться, например, прибором с преобразователем Холла.

Устройство пермеаметра средних полей (до $8 \cdot 10^4$ А/м) схематично показано на рис. 7.14. Пермеаметр также имеет массивное ярмо 1, изготовленное из электротехнической стали и состоящее из двух половин, укрепленных на салазках, которые могут перемещаться. Образец 2 помещается внутри намагничивающей катушки 3 и зажимается между полуярмами; для обеспечения возможности испытания образцов различной формы пермеаметр снабжается набором полюсных наконечников 5. Катушка 4 служит для измерения индуктивности. Напряженность поля рассчитывают по значению тока и параметрам пермеаметра.

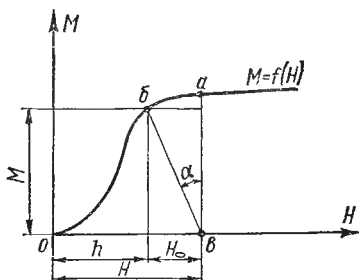


Рис. 7.15. Определение напряженности намагничивающего поля и намагниченности при разомкнутой магнитной цепи

Испытание магнитомягких материалов с высокой магнитной проницаемостью и малой коэрцитивной силой проводить в пермеаметрах не рекомендуется, так как на результатах измерения значительно сказывается влияние ярма. При испытаниях подобных материалов используются обычно кольцевые образцы, а в случае невозможности их изготовления испытания проводятся в разомкнутой магнитной цепи.

Испытания в разомкнутой магнитной цепи. Образец из испытуемого материала с навитой на него измерительной обмоткой w_B помещается в центре на оси намагничивающего соленоида. Индукция в образце определяется с помощью обмотки w_B и баллистического гальванометра или веберметра. Вычисление напряженности намагничивающего поля осложнено необходимостью учета напряженности собственного поля образца (см. рис. 7.15).

Напряженность h определяется соотношением:

$$h = H - H_0 = H - NM,$$

где H — поле соленоида; H_0 — размагничивающее поле; N — коэффициент размагничивания; M — намагниченность образца.

Из рис. 7.15 видно, что если магнитная цепь образца разомкнута, то при помещении его в поле напряженностью H намагниченность

его определяется не точкой a , а точкой b , соответствующей напряженности намагничивающего поля h . Коэффициент размагничивания

$$N = \operatorname{tg} \alpha = H_0 / M$$

точно подсчитывается лишь для тел, имеющих форму эллипсоида вращения. Для всех остальных форм тела N обычно определяется экспериментально или рассчитывается (для некоторых случаев) по приближенным формулам. Метод испытания в открытой магнитной цепи часто применяется для определения коэрцитивной силы и магнитных моментов, а также при испытаниях слабомагнитных веществ.

7.5. Определение статических характеристик магнитных материалов

В зависимости от вида определяемой характеристики, требуемой точности и условий эксперимента применяют различные способы измерения и приборы. Наиболее распространенным при определении

статических характеристик магнитных материалов является индукционно-импульсный метод.

Индукционно-импульсный метод. Схема установки для испытания магнитных материалов индукционно-импульсным методом приведена на рис. 7.16. Цепь питания состоит из набора реостатов R_1 с амперметром A_1 , набора реостатов R_2 с амперметром A_2 , ключа B_5 , с помощью которого цепь реостатов R_2 и амперметра A_2 может быть замкнута-накоротко, переключателя B_1 , служащего для изменения направления тока. При помощи переключателя B_2 цепь питания подключается к намагничивающей катушке НК (положение 1) или к первичной обмотке образцовой катушки взаимной индуктивности M (положение 2), которая используется в качестве взаимоиндуктивной меры магнитного

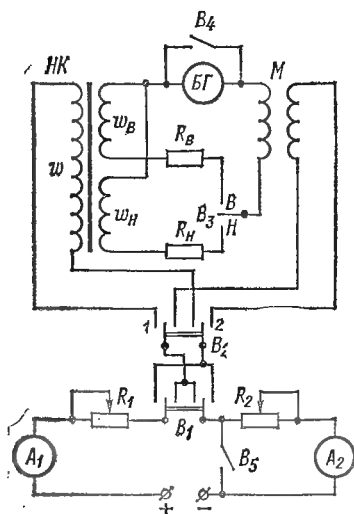


Рис. 7.16. Схема индукционно-импульсной (баллистической) установки

потока при градуировке баллистического гальванометра. Намагничивающая катушка НК предназначена для намагничивания испытуемого магнитного материала.

Измерительная часть схемы состоит из двух измерительных катушек: для измерения магнитной индукции — w_B и для измерения напряженности поля — w_H , баллистического гальванометра БГ, двух магазинов сопротивлений R_B и R_H и вторичной обмотки катушки M .

При помощи переключателя B_3 гальванометр включается либо в цепь катушки ω_B , либо в цепь катушки ω_H . Ключ B_4 предназначен для успокоения подвижной части гальванометра. Магазины сопротивлений R_B и R_H служат для изменения чувствительности схемы.

Цепь реостатов R_2 и амперметр A_2 необходимы лишь при определении точек гистерезисной петли.

Порядок работы на установке может быть следующим.

а. *Подбор чувствительности схемы* (раздельно для цепей B и H). Так как постоянная баллистического гальванометра по магнитному потоку зависит от сопротивления цепи, на которую он замкнут, то это сопротивление в процессе всего опыта после градуировки гальванометра должно оставаться неизменным. Чувствительность схемы подбирают следующим образом. Переключатель B_2 ставят в положение 1, в обмотку ω катушки HK подают ток, соответствующий максимальному значению напряженности магнитного поля H_m ; переключатель B_3 ставят в положение B и изменяют направление поля путем изменения с помощью переключателя B_1 направления тока в обмотке катушки HK . При этом наблюдают отклонение указателя гальванометра. Оно должно находиться в пределах шкалы и у ее конца. В случае необходимости регулируют сопротивление магазина R_B . Аналогично поступают и при подборе чувствительности в цепи измерения H .

В ряде случаев диапазон изменения B и H по петле гистерезиса настолько велик, что возникает необходимость изменения чувствительности схемы при определении различных участков петли гистерезиса, а следовательно, и раздельной градуировки гальванометра для каждого из участков.

б. *Определение постоянной баллистического гальванометра* (для цепей B и H). Для определения постоянной баллистического гальванометра по магнитному потоку в качестве меры магнитного потока используют катушку M . Постоянная гальванометра определяется при двух-трех значениях тока в первичной обмотке катушки M , обеспечивающих при изменении направления тока отклонения указателя гальванометра приблизительно на $1/3$, $1/2$ и $2/3$ длины шкалы. За действительное значение постоянной принимается среднее арифметическое.

Постоянные C_{Φ_B} и C_{Φ_H} находят следующим образом. Переключатель B_2 ставят в положение 2, предварительно снизив ток в цепи питания. Переключатель B_3 ставят в положение B (или H). Изменяют направление тока в первичной обмотке катушки M с помощью переключателя B_1 и замечают отклонение α_{Bm} или α_{Hm} указателя гальванометра.

Постоянные баллистического гальванометра подсчитывают по формулам (см. § 7.2):

$$C_{\Phi_B} = \frac{M \Delta I}{\alpha_{Bm}}; \quad C_{\Phi_H} = \frac{M \Delta I}{\alpha_{Hm}},$$

где ΔI — изменение тока (при переключении направления тока $\Delta I = 2I$).

в. *Размагничивание образца.* Размагничивание образца производится путем снижения намагничивающего тока от максимального значения до нуля при одновременном непрерывном изменении его направления.

Для проведения размагничивания переключатель B_2 ставят в положение 1, увеличивают ток до значения, соответствующего $H \geq H_m$, и плавно снижают ток, одновременно изменяя его направление с помощью переключателя B_1 . Гальванометр при этом должен быть отключен (переключатель B_3 в нейтральном положении). Размагничивание может быть проведено и переменным полем с убывающей до нуля амплитудой. Для этой цели применяются специальные размагничивающие устройства.

г. *Определение точек основной кривой намагничивания.* По определению, данному выше, основная кривая намагничивания представляет собой геометрическое место вершин симметричных установившихся петель гистерезиса. Для получения установившейся петли необходимо многократное переключение направления тока в намагничивающей катушке. Определение точек основной кривой начинают с малых значений напряженности поля.

Переключатель B_2 ставят в положение 1, т. е. подключают цепь питания к катушке НК. В намагничивающей катушке с помощью реостатов R_1 устанавливают силу тока I_1 , соответствующую напряженности поля H_1 .

Для получения установившейся петли гистерезиса производят магнитную подготовку, которая состоит в многократном (5—10 раз) изменении направления намагничивающего поля. Цепь гальванометра во время магнитной подготовки должна быть разомкнута (переключатель B_3 в нейтральном положении). После магнитной подготовки (переключатель B_1 находится в положении 1, цепь катушки НК замкнута) магнитное состояние образца характеризуется точкой a на основной кривой намагничивания (рис. 7.17).

Для определения магнитной индукции B_1 необходимо замкнуть цепь гальванометра, поставив переключатель B_3 в положение В, и быстро изменить направление намагничивающего поля, переключив B_1 из положения 1 в положение 2. При этом необходимо отметить первое наибольшее отклонение указателя гальванометра α_{1m} . Магнитное состояние образца характеризуется теперь точкой b , так как напряженность поля изменилась от $+H_1$ до $-H_1$.

Для измерения напряженности поля H_1 следует поставить B_3 в положение Н и, быстро изменив направление тока в катушке НК переключателем B_1 , отметить первое наибольшее отклонение указателя гальванометра β_{1m} .

Изменение индукции, вызвавшее отклонение подвижной части гальванометра при изменении направления намагничивающего поля,

$$\Delta B_1 = (+B_1) - (-B_1) = 2B_1;$$

соответственно изменение напряженности магнитного поля

$$\Delta H_1 = (-H_1) - (+H_1) = -2H_1.$$

Первое наибольшее отклонение указателя баллистического гальванометра пропорционально изменению магнитного потока, сцепляющегося с витками измерительной катушки [см. выражение (7.3)].

Следовательно, можно написать:

$$B_1 = \frac{C_{\Phi B} \alpha_{1m}}{2\omega_{B_{\text{обр}}}}; \quad H_1 = \frac{C_{\Phi H} \beta_{1m}}{2\mu_0 (\omega s)_H},$$

где $s_{\text{обр}}$ — площадь сечения образца; $(\omega s)_H$ — постоянная измерительной катушки поля.

Напряженность поля можно также найти по значению тока в обмотке намагничивающей катушки, числу ее витков и параметрам образца (или по току и постоянной пермеаметра).

Для определения последующих точек основной кривой намагничивания увеличивают ток в намагничивающей катушке, производят магнитную подготовку, находя B_2 и H_2 таким же образом, как B_1 и H_1 и т. д.

При определении точек основной кривой и петли гистерезиса (см. ниже) следует помнить о том, что характеристики ферромагнитного материала зависят от его магнитной «истории», поэтому всякое нарушение нормального хода процесса (например, уменьшение намагничивающего тока при снятии основной кривой) вызовет появление ложных данных. Магнитное состояние образца должно изменяться по той кривой, точки которой подлежат определению.

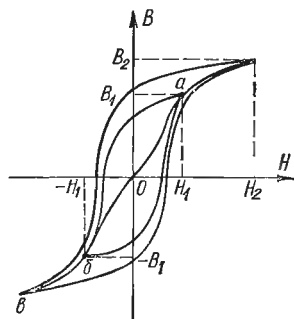


Рис. 7.17. Определение точек основной кривой намагничивания

д. *Определение точек петли гистерезиса.* Один из наиболее распространенных методов определения точек петли гистерезиса (рис. 7.18) основан на измерении изменения индукции ΔB_k при изменении напряженности намагничивающего поля от максимальной $+H_m$ до некоторого значения H_k , соответствующего интересующей нас точке петли. Искомая индукция B_k определяется как разность между индукцией B_m , соответствующей напряженности поля H_m (точка A на петле), и измеренным значением ΔB_k , т. е. $B_k = B_m - \Delta B_k$.

Точки петли гистерезиса на участке от $+B_m$ до B_r определяются следующим образом. Проводят магнитную подготовку при максимальной напряженности намагничивающего поля H_m и находят описанным выше способом B_m и H_m . Затем замыкают ключ B_5 (рис. 7.16) и с помощью реостатов R_2 , которые до начала опыта были полностью выведены, устанавливают некоторый ток $I_1 < I_m$, соответствующий напряженности поля H_1 . При этом магнитное состояние материала будет характеризоваться точкой a на петле гистерезиса (рис. 7.18). Для того чтобы найти изменение индукции $\Delta B_1 = B_m - B_1$, необходимо снова «попасть» в точку A, что можно сделать путем «обхода» петли гистерезиса в направлении, указанном стрелками, т. е. изменяя напряженность намагничивающего поля от H_1 до нуля, от нуля до $-H_m$ и затем опять до $+H_m$.

В процессе «обхода» петли можно измерить напряженность поля H_1 . Итак, состояние материала характеризуется точкой a на петле, переключатель B_1 находится в положении 1, ключ B_5 разомкнут. Для измерения H_1 ставят переключатель B_3 в положение H и переводят B_1 в нейтральное положение, замечая при этом первое отклонение указателя гальванометра β_{1m} . Магнитное состояние в данном случае характеризуется точкой B_r . Продолжают «обход» петли гистерезиса в направлении, указанном стрелками. Замыкают ключ B_5 , а затем ставят B_1 в положение 2; магнитное состояние будет определяться точкой C . Ставят B_1

в положение 1, магнитное состояние определяется точкой A . Проводят магнитную подготовку, после которой переключатель B_1 должен остаться в положении 1. Переключатель B_3 ставят в положение B и, размыкая ключ B_5 , наблюдают первое отклонение указателя гальванометра α_{1m} , соответствующее изменению индукции $\Delta B_1 = B_m - B_1$.

Значения индукции B_1 и напряженности поля H_1 определяют из соотношений:

$$\Delta B_1 = \frac{C_{\Phi B} \alpha_{1m}}{\omega_B s_{\text{обр}}}; \quad B_1 = B_m - \Delta B_1;$$

$$H_1 = \frac{C_{\Phi H} \beta_{1m}}{\mu_0 (\omega s)_H}.$$

С помощью реостатов R_2 устанавливают следующее значение тока ($+I_2 < +I_1$), «спускаясь» по петле гистерезиса в точку b , и измеряют описанным выше методом B_2 и H_2 .

Таким образом находят все точки петли гистерезиса в первом квадранте

вплоть до точки остаточной индукции B_r , которая определяется при изменении тока от I_m до нуля, т. е. при переводе B_1 из положения 1 в нейтральное положение (при замкнутом B_5). Каждое новое измерение при возвращении в вершину цикла A необходимо начинать после проведения магнитной подготовки.

Точки петли гистерезиса во втором и третьем квадрантах определяют так же, как точки в первом квадранте. Необходимо найти изменение индукции $\Delta B'_k = B_m - B'_k$ при изменении напряженности намагничивающего поля от $+H_m$ до $-H'_k$, причем $|-H'_k| < |+H_m|$.

Это изменение напряженности намагничивающего поля от $+H_m$ до $-H'_k$ можно получить, если достаточно быстро (практически одновременно) разомкнуть B_5 , т. е. изменить ток от $+I_m$ до I'_k , и переключить B_1 в положение 2, т. е. изменить ток от $+I'_k$ до $-I'_k$. При этом гальванометр, если переключатель B_3 находится в положении B , зафиксирует изменение потока, соответствующее изменению индукции $\Delta B'_k$. Таким образом определяют индукцию $B'_1 = B_m - \Delta B'_1$ и соответствующую ей напряженность поля H'_1 . Затем реостатами R_2 увеличивают силу тока до значения $|-I_2| > |-I'_1|$ и измеряют B'_2 и H'_2 .

Аналогично находятся все точки нисходящей ветви петли гистерезиса вплоть до точки C , для которой изменение индукции $\Delta B_C = 2B_m$.

Точки восходящей ветви петли гистерезиса определяются так же, с той лишь разницей, что все измерения надо начинать от точки C .

Обычно определяется лишь нисходящая ветвь, а восходящая строится симметрично. При проведении ответственных измерений находятся точки восходящей и нисходящей ветвей.

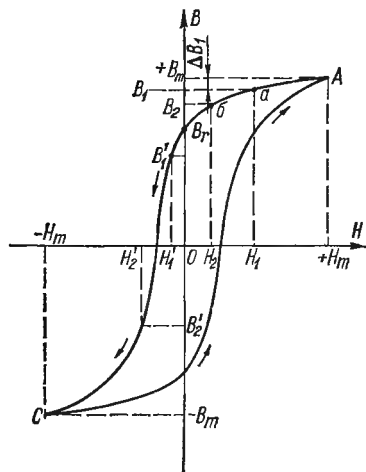


Рис. 7.18. Определение точек петли гистерезиса

При массовых испытаниях листовых магнитных материалов для определения точек основной кривой намагничивания широко применяется дифференциальный метод, основанный на сравнении испытуемого образца с нормальным, характеристики которого известны и близки к характеристикам испытуемого образца.

В качестве измерительного прибора в индукционно-импульсном методе можно использовать миллиамперметр.

Для определения характеристик магнитных материалов могут быть использованы специальные установки:

установка типа У5045 для определения статических магнитных характеристик магнитомягких материалов при коммутационном режиме намагничивания в образцах кольцевой формы по методике ГОСТ 15058—69, погрешность измерения B и H составляет $\pm 3\%$;

установка типа У578 (полуавтоматическая) для определения статических и динамических характеристик электротехнической стали.

Индукционно-импульсный метод определения коэрцитивной силы.

Коэрцитивная сила относится к характеристикам, которые целесообразно определять в разомкнутой цепи.

Измерительные устройства, предназначенные для измерения коэрцитивной силы, называются коэрцитиметрами. Простейший коэрцитиметр, основанный на использовании индукционно-импульсного метода (рис. 7.19), состоит из соленоида 1, измерительной катушки 2, которая

может перемещаться с помощью специального устройства (на рис. 7.19 не показано), и баллистического гальванометра БГ. Измерение производится следующим образом. Намагниченный до насыщения образец 3 помещают в центре соленоида на его оси так, чтобы измерительная катушка, охватывающая образец, находилась на его нейтрали. По обмотке соленоида пропускают ток такого направления, чтобы поле соленоида размагничивало образец. Постепенно увеличивают напряженность размагничивающего поля (при этом периодически измеряют магнитный поток, сцепляющийся с витками измерительной катушки, перемещая ее из положения I в положение II) до значения, при котором не будет отклонения указателя гальванометра при перемещении измерительной катушки из положения I в положение II . Это соответствует равенству нулю изменения потока, сцепляющегося с витками измерительной катушки:

$$\Delta\Phi = s_k (B_I - B_{II}),$$

где $B_I = \mu_0 (H + M)$; $B_{II} = 0$.

Если $\Delta\Phi = 0$, то $B_I = 0$, т. е. поле соленоида равно искомой коэрцитивной силе. Последняя может быть определена по значению тока I в обмотке соленоида и его постоянной C_k , т. е. $H_c = C_k I$.

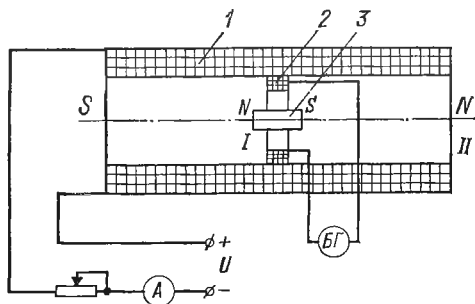


Рис. 7.19. Схема коэрцитиметра

7.6. Определение динамических характеристик магнитных материалов

Общие замечания. Особенностью динамических характеристик магнитных материалов является зависимость их значений не только от свойств материала, но и от электромагнитных процессов в нем, характер которых определяется частотой намагничивающего поля, формой кривых индукции и напряженности поля, размерами образца и т. д. Поэтому рекомендуется проводить испытания материала в условиях, близких к режиму работы его в конкретном устройстве. Сведения о значениях динамических характеристик следует дополнять данными об условиях проведения эксперимента, средствах и методах измерений.

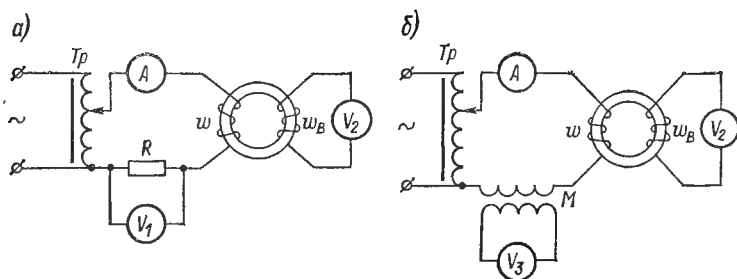


Рис. 7.20. Схемы для определения динамических характеристик по способу амперметра и вольтметра

При определении динамических характеристик для измерения магнитной индукции, как правило, применяется индукционный преобразователь в виде измерительной катушки, охватывающей испытуемый образец. По индуцированной в измерительной катушке э. д. с. находят значение магнитной индукции.

Напряженность намагничивающего поля определяется по значению тока в намагничивающей обмотке и ее параметрам, либо индукционным способом, либо с помощью других магнитоизмерительных преобразователей (например, преобразователя Холла). Перед началом испытания образца его необходимо размагнитить.

Рассмотрим некоторые, наиболее распространенные способы определения динамических характеристик магнитных материалов.

Способ амперметра и вольтметра. Это простейший способ испытания магнитных материалов в переменных полях. Схема приведена на рис. 7.20. С помощью этой схемы можно определить динамическую кривую намагничивания — зависимость амплитуды магнитной индукции от амплитуды напряженности поля: $B_m = f(H_m)$.

Если испытания проводятся в режиме синусоидальной индукции (а так обычно и бывает), то для определения амплитуды напряженности намагничивающего поля используют образцовый резистор R и пиковый вольтметр V_1 (рис. 7.20, а) или катушку взаимной индуктивности M и вольтметр V_3 средних значений (рис. 7.20, б).

В первом случае

$$H_m = \frac{U_m \omega}{R l_{\text{ср}}}.$$

Во втором случае

$$H_m = \frac{E_{\text{ср}} \omega}{4Mf l_{\text{ср}}} \approx \frac{U_{\text{ср}} \omega}{4Mf l_{\text{ср}}},$$

где U_m — амплитудное значение падения напряжения на резисторе R ; ω — число витков намагничивающей обмотки; $l_{\text{ср}}$ — средняя длина окружности образца; $U_{\text{ср}}$ — показания вольтметра V_3 ($U_{\text{ср}} \approx E_{\text{ср}}$ — э. д. с. вторичной обмотки катушки M); M — коэффициент взаимной индуктивности; f — частота.

Для обеспечения режима синусоидальной индукции необходимо, чтобы падения напряжения в цепи намагничивающего тока были пренебрежимо малы.

Если испытания проводятся в режиме синусоидальной напряженности намагничивающего поля (при большом активном сопротивлении цепи), то для определения амплитуды напряженности поля достаточно измерить действующее значение намагничивающего тока I . И тогда

$$H_m = \frac{\sqrt{2} I \omega}{l_{\text{ср}}}.$$

Индукция в материале определяется по э. д. с., индуцируемой в измерительной обмотке ω_B с помощью вольтметра средних значений V_2 :

$$B_m = \frac{E_{2\text{ср}}}{4f\omega_B s_{\text{обр}}} \approx \frac{U_{2\text{ср}}}{4f\omega_B s_{\text{обр}}},$$

где $U_{2\text{ср}}$ — показания вольтметра V_2 ($U_{2\text{ср}} \approx E_{2\text{ср}}$); $s_{\text{обр}}$ — площадь сечения образца.

По полученным значениям B_m и H_m можно построить зависимость $B_m = f(H_m)$ и подсчитать амплитудную магнитную проницаемость

$$\mu_{\text{п}} = \frac{B_m}{\mu_0 H_m}.$$

Применение вольтметров с управляемыми выпрямителями (феррометр). Этот способ является более совершенной разновидностью предыдущего, так как с его помощью можно определить все основные динамические характеристики магнитного материала. Основан он на индукционном принципе и использовании для определения амплитудных и мгновенных значений индукции и напряженности поля магнитоэлектрического вольтметра с управляемым (фазочувствительным) выпрямителем. Показания вольтметра с управляемым выпрямителем зависят от фазы управляющего напряжения относительно измеряемого напряжения.

В практике магнитных измерений часто применяются механические выпрямители. На повышенных частотах пользуются электронными выпрямителями.

Если кривые напряженности намагничивающего поля (тока в намагничивающей катушке) и потока (индукции) в образце не содержат четных гармоник, то любые два значения тока и магнитного потока, сдвинутые во времени на половину периода, равны по значению и обратны по знаку.

В этом случае, используя вольтметр средних значений с управляемым выпрямителем, можно измерить максимальные и мгновенные значения индукции и напряженности намагничивающего поля.

На рис. 7.21 приведена схема установки. Основными элементами схемы являются: кольцевой образец из испытуемого материала с намагничивающей w и измерительной w_B обмотками; вольтметры V_1 и V_2 с фазочувствительными выпрямителями, управляемыми напряжением U_y фазовращателя ΦB ; катушка M , выполняющая роль дифференцирующего устройства; автотрансформатор Tr для регулировки намагничивающего тока; амперметр A для ориентировочной установки намагничивающего тока.

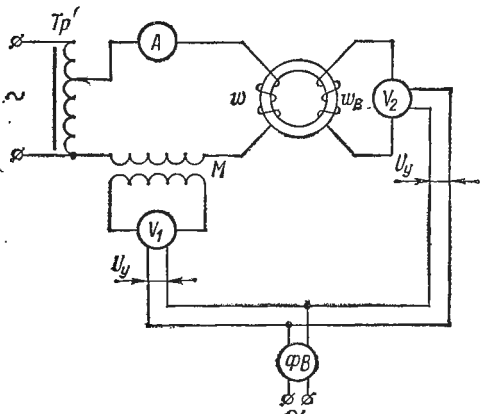


Рис. 7.21. Схема феррометра

Как видно из приведенных ниже соотношений, при протекании тока по намагничивающей обмотке показания вольтметра V_1 будут пропорциональны мгновенному значению напряженности поля H_t , а показания вольтметра V_2 — мгновенному значению магнитной индукции B_t в материале.

Показания вольтметра V_1 определяются соотношениями:

$$U_{1cp} = \frac{1}{T} \int_{i_1}^{i_1 + T/2} u_1 dt; \quad u_1 = e_1 \frac{R_{V_1}}{R_1}; \quad e_1 = -M \frac{di_1}{dt},$$

где e_1 — э. д. с. на зажимах вторичной обмотки катушки M ; R_1 — сопротивление цепи вольтметра V_1 ; R_{V_1} — сопротивление вольтметра V_1 ; i_1 — ток в намагничивающей обмотке; $f = 1/T$ — частота.

$$U_{1cp} = -M \frac{R_{V_1}}{R_1} \frac{1}{T} \int_{i_1}^{i_1 + T/2} di_1 = -M \frac{R_{V_1}}{R_1} \frac{1}{T} (i_{t_1 + T/2} - i_{t_1}).$$

Так как $i_{t_1} = -i_{t_1 + T/2}$ и $H_{t_1} = \frac{i_{t_1} w}{l_{cp}}$, то

$$U_{1cp} = \frac{2MR_{V_1}f}{R_1} i_{t_1} = \frac{2MR_{V_1}l_{cp}}{R_1 w} H_{t_1}.$$

Следовательно, среднее значение напряжения пропорционально мгновенному значению напряженности намагничивающего поля.

Показания вольтметра V_2 определяются такими соотношениями:

$$U_{2cp} = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_1 + T/2} u_2 dt; \quad u_2 = e_2 \frac{R_{V_2}}{R_2}; \quad e_2 = -w_B \frac{d\Phi}{dt},$$

где e_2 — э. д. с. на зажимах измерительной обмотки w_B ; R_2 — сопротивление цепи вольтметра V_2 ; R_{V_2} — сопротивление вольтметра V_2 ;

$$U_{2cp} = -w_B \frac{R_{V_2}}{R_2} \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_1 + T/2} d\Phi = -w_B \frac{R_{V_2}}{R_2} \frac{1}{T} (\Phi_{t_1 + T/2} - \Phi_{t_1}).$$

Так как $\Phi_{t_1} = -\Phi_{t_1 + T/2}$, то

$$U_{2cp} = \frac{2R_{V_2} w_B S_{обп} f}{R_2} B_{t_1}.$$

Следовательно, среднее значение напряжения пропорционально мгновенному значению индукции в материале.

Регулируя фазу управляющего напряжения с помощью ΦB , можно изменять моменты включения выпрямителя. Таким образом, изменяя угол сдвига между управляющим и измеряемым напряжениями, можно определить значения B_t и H_t в любой момент периода, т. е. снять динамическую петлю гистерезиса — зависимость $B_t = f(H_t)$.

Для определения динамической кривой индукции $B_m = f(H_m)$ как вершин динамических петель необходимо при каждом значении намагничивающего тока плавно изменять фазу управляющего напряжения до получения наибольших показаний вольтметров.

Описанный принцип реализован в феррометре типа Ф5063 с цифровым отсчетом, предназначенном для определения динамических магнитных циклов ферромагнитных материалов в диапазоне от 50 Гц — 1 кГц; погрешность измерения B и H составляет 0,5—1,0%.

Осциллографический способ. Осциллографический способ испытания магнитных материалов нагляден и прост. Он дает возможность визуально наблюдать и фотографировать динамические кривые в весьма широком диапазоне частот. Кроме того, он позволяет наблюдать характер влияния различных факторов (например, подмагничивания постоянным полем) и изменений режима намагничивания на форму и размеры динамической петли. Недостатком этого способа является низкая точность — погрешность измерения достигает 10%.

На рис. 7.22 приведена схема для определения динамических характеристик с помощью электронного осциллографа.

На пластины осциллографа подаются два напряжения, соответственно пропорциональные напряженности намагничивающего поля H и магнитной индукции в материале B .

Для получения напряжения, пропорционального напряженности поля H , в цепь намагничивающего тока включен образцовый резистор R_1 , падение напряжения с которого подается на горизонтально-отклоняющие пластины осциллографа:

$$u_R = iR_1 = \frac{R_1 l_{\text{ср}}}{w} H_t; \quad l_{\text{ср}} = \pi d_{\text{ср}},$$

где w — число витков намагничивающей обмотки; H_t — мгновенное значение намагничивающего поля; $d_{\text{ср}}$ — средний диаметр образца (кольца).

Таким образом, напряжение на резисторе R_1 пропорционально мгновенному значению намагничивающего поля.

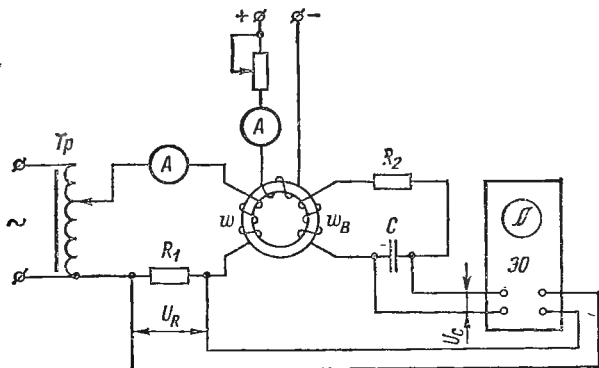


Рис. 7.22. Схема для определения динамических характеристик осциллографическим способом

Для получения напряжения, пропорционального магнитной индукции B , к выходу измерительной катушки w_B необходимо подключить интегрирующую цепь, так как э. д. с. на зажимах w_B

$$e = -w_B \frac{d\Phi}{dt}.$$

В качестве интегрирующей цепи в схеме может быть применена цепочка $R_2 - C$. При соблюдении условия $R_2 \gg 1/(\omega C)$ мгновенное значение напряжения на конденсаторе C

$$u_C = \frac{1}{C} \int \frac{e}{R_2} dt = -\frac{w_B S_{\text{обп}}}{R_2 C} B_t,$$

т. е. напряжение на конденсаторе пропорционально мгновенному значению индукции в материале образца. Это напряжение подается на вертикально отклоняющие пластины осциллографа.

Для определения значений B и H необходимо произвести градуировку осциллографа. Она может быть сделана несколькими способами. Один из способов сводится к градуировке осциллографа в ед-

ницах напряжения. Для этого на входы осциллографа подаются известные напряжения и подсчитываются масштабы:

$$m_r = \frac{2\sqrt{2}U_r}{n_r}; \quad m_v = \frac{2\sqrt{2}U_v}{n_v},$$

где U_r и U_v — действующие значения напряжений, поданных на входы осциллографа; n_r и n_v — длины световых полосок по горизонтали и по вертикали, соответствующие двойным амплитудам приложенных напряжений.

Значения напряженности поля и индукции подсчитывают по формулам:

$$H_t = M_H a_H; \quad B_t = M_B a_B,$$

где $M_H = \frac{m_r w}{R_{\text{Иср}}}$ — масштаб по горизонтальной оси (на 1 мм отклонения луча), А/мм; a_H — отклонение луча по горизонтальной оси, мм; $M_B = \frac{m_v k_2 C}{w B^{\text{обр}}}$ — масштаб по вертикальной оси (на 1 мм отклонения луча), Тл; a_B — отклонение луча по вертикальной оси, мм.

По полученной осциллограмме можно подсчитать удельные потери в материале:

$$p = \frac{s_n M_H M_B}{\gamma} f,$$

где s_n — площадь динамической петли; γ — плотность материала; f — частота.

Осциллографический способ определения характеристик магнитных материалов применяется для разбраковки образцов по форме петли.

Применение мостовых схем. Этот способ основан на измерении с помощью моста переменного тока индуктивности L_x и сопротивления переменному току R_x катушки, сердечником которой является испытуемый магнитный материал.

На рис. 7.23 приведены в качестве примера две мостовые схемы. На частотах звукового диапазона используют схему, изображенную на рис. 7.23, а; на частотах до нескольких мегагерц предпочитают резонансный мост (рис. 7.23, б). На более высоких частотах используют Т-образные мостовые схемы.

Приведем уравнения равновесия мостов и основные расчетные формулы для определения магнитных характеристик по измерениям с помощью моста L_x и R_x .

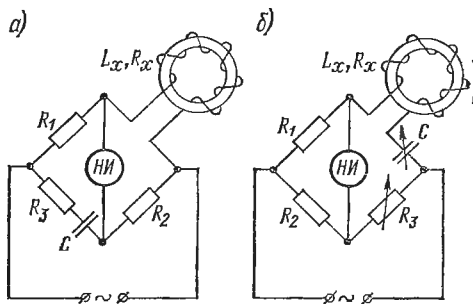


Рис. 7.23. Схемы для определения динамических характеристик при помощи моста Хэя (а) и резонансного моста (б)

Для моста рис. 7.23, а:

$$R_x = \frac{\omega^2 C^2 R_1 R_2 R_3}{1 + (R_3 \omega C)^2}; \quad L_x = \frac{R_1 R_2 C}{1 + (R_3 \omega C)^2};$$

для моста рис. 7.23, б:

$$R_x = R_3 \frac{R_1}{R_2}; \quad L_x = \frac{1}{\omega^2 C}.$$

Амплитудная проницаемость определяется из соотношений:

$$\mu_n = \frac{L_x \pi d_{\text{ср}}}{\mu_0 \omega^2 s_{\text{обр}} \cos \delta}; \quad \delta = \arctg \frac{R_x - R}{\omega L_x},$$

где $d_{\text{ср}}$ — средний диаметр образца; ω — число витков обмотки; $s_{\text{обр}}$ — площадь сечения образца; δ — угол потерь образца; R — активное сопротивление обмотки.

Удельные потери на гистерезис и вихревые токи

$$p = \frac{R_x - R}{m} I^2,$$

где m — масса образца; I — ток в намагничивающей обмотке.

Для определения характеристик испытуемого материала необходимо, кроме индуктивности L_x и сопротивления R_x , найти также напряженность намагничивающего поля или магнитную индукцию (зная H , можно рассчитать B и наоборот).

Напряженность намагничивающего поля можно определить по току в намагничивающей обмотке и ее параметрам. Непосредственное измерение намагничивающего тока путем включения прибора в плечо моста недопустимо, так как наличие прибора в плече моста исказит результаты измерения L_x и R_x , поэтому ток измеряется в неразветвленной цепи моста и по нему рассчитывается ток в намагничивающей обмотке.

Максимальное значение индукции можно подсчитать следующим образом:

$$B_m = \mu_0 \mu_n H_m.$$

Для измерения магнитной индукции (если не измеряется напряженность намагничивающего поля) необходимо на образец нанести вторую (измерительную) обмотку ω_B и с помощью вольтметра средних значений измерить напряжение на ее зажимах $U_{\text{ср}}$:

$$B_m = \frac{U_{\text{ср}}}{4 f \omega_B s_{\text{обр}}}.$$

Для получения достоверных результатов при использовании мостов следует проводить испытания в слабых полях. При повышении индукции форма кривой напряжения на плече с образцом искажается и мост можно уравновесить лишь на первой гармонике. В этом случае полученные магнитные характеристики будут относиться к первым гармоникам: H_{1m} и B_{1m} .

К недостаткам мостовых схем следует отнести также влияние на результаты измерения индуктивных и емкостных связей отдельных элементов схемы моста.

Выпускаемая промышленностью установка типа У5017 предназначена для определения динамических характеристик мостовым методом при частотах намагничивающего поля от 400 Гц до 10 кГц.

Определение характеристик магнитных материалов при одновременном намагничивании постоянным и переменным полями. Характеристики материала в условиях одновременного намагничивания можно определить теми же методами, что и характеристики материалов в переменных магнитных полях. Разница будет заключаться лишь в наличии дополнительной обмотки для создания постоянного (подмагничивающего) поля.

Основными характеристиками в условиях одновременного намагничивания является зависимость переменной составляющей индукции от переменной составляющей напряженности намагничивающего поля при различных значениях напряженности постоянного поля, потери на гистерезис и вихревые токи и др. В зависимости от того, какие значения B и H необходимо определить (максимальные, мгновенные, значения первых гармоник), применяется тот или иной метод испытания.

Потери в материале при одновременном намагничивании можно измерить ваттметровым методом.

Необходимо заметить, что характеристики, полученные для режима одновременного намагничивания постоянным и переменным полями, еще в большей степени, чем при намагничивании в переменном поле, следует относить к конкретному образцу и конкретным условиям намагничивания, так как на эти характеристики, кроме всех перечисленных выше причин, влияют еще и параметры цепей. Целесообразно определить эти характеристики непосредственно в конкретном устройстве.

Ваттметровый способ определения потерь на перемагничивание. Ваттметровый способ является одним из наиболее распространенных способов определения потерь на перемагничивание. На рис. 7.24 приведена схема соединений для определения потерь ваттметровым методом. На образец в виде кольца или квадратной магнитной цепи (для полосовых образцов) наносят две обмотки — намагничивающую w и измерительную w_B .

Последовательная обмотка ваттметра включается в цепь намагничивающей катушки w , которая питается от сети переменного тока известной частоты. Параллельная обмотка ваттметра подключена

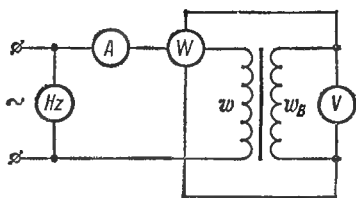


Рис. 7.24. Схема для определения потерь на перемагничивание ваттметровым способом

к зажимам измерительной обмотки w_B , к которой подключен также вольтметр средних значений, служащий для определения индукции в материале. Амперметр и частотомер включены для контроля тока и частоты.

Определение потерь на перемагничивание проводят в режиме синусоидальной индукции. В этом случае показания ваттметра

$$P_w = UI_1 \cos \varphi,$$

где U — действующее значение напряжения на обмотке w_B ($U \approx E$); I_1 — действующее значение первой гармоники намагничивающего тока; φ — угол сдвига фаз между U и I_1 . Так как угол φ обычно близок к 90° , то при определении потерь необходимо использовать малокосинусный ваттметр, для которого номинальное значение $\cos \varphi_{\text{ном}} = 0,1 \div 0,2$.

Мощность, измеренная ваттметром, включает в себя, кроме потерь на перемагничивание, потери в вольтметре, параллельной обмотке ваттметра и самой обмотке w_B . Тогда потери на перемагничивание определяются следующим соотношением:

$$P - P_w \frac{w}{w_B} - U_2^2 \frac{R_V + R_w}{R_V R_w},$$

где U_2 — действующее значение напряжения на обмотке w_B ($U_2 = 1,11 U_{\text{ср}}$); R_V — сопротивление вольтметра; R_w — сопротивление параллельной обмотки ваттметра.

Амплитудное значение индукции в материале определяют по показаниям вольтметра:

$$B_m \approx \frac{U_{\text{ср}}}{4fw_B S_{\text{обр}}}.$$

При массовых испытаниях магнитных материалов для определения потерь на перемагничивание применяется дифференциальный ваттметровый метод, основанный на сравнении потерь испытуемого образца с потерями нормального образца.

Ваттметровый метод использован в установке типа У5011 для определения потерь в диапазоне частот 25—1000 Гц.

Иногда возникает необходимость оценить отдельно потери на гистерезис и потери на вихревые токи. Существуют аналитический и графический методы разделения потерь, основанные на том, что при относительно низких частотах (до 100 Гц) можно считать потери на гистерезис пропорциональными значению частоты в первой степени, а потери на вихревые токи — пропорциональными значению частоты во второй степени, т. е. суммарные потери можно представить в виде суммы двух слагаемых:

$$P = \alpha f + \beta f^2.$$

Для разделения потерь необходимо измерить суммарные потери при одном и том же значении индукции для двух частот — f_1 и f_2 .

Решив систему уравнений:

$$P_{f_1} = \alpha f_1 + \beta f_1^2; \quad P_{f_2} = \alpha f_2 + \beta f_2^2,$$

можно определить α и β , а следовательно, и составляющие суммарных потерь:

$$P_r = \alpha f \quad \text{и} \quad P_v = \beta f^2.$$

7.7. Некоторые сведения об определении характеристик магнитных материалов на повышенных и высоких частотах и в режиме импульсного намагничивания

Общие замечания. В современных приборах, аппаратах и устройствах широко используются элементы, содержащие магнитные материалы. Эти элементы выполняют весьма разнообразные функции, и условия, в которых работают магнитные материалы в них, также весьма разнообразны. Так, например, частота поля может колебаться от десятков герц до сотен мегагерц, на магнитный материал могут одновременно действовать переменные магнитные поля различных частот либо переменное и постоянное поле, в ряде устройств магнитный материал работает в режиме импульсного намагничивания и т. д.

В зависимости от условий намагничивания необходимы сведения о тех или иных характеристиках магнитных материалов, которые позволяют грамотно использовать материал и создать наиболее рациональную конструкцию.

При разработке методики определения характеристик магнитных материалов, работающих в специфических условиях, прежде всего необходимо определить круг тех характеристик, которые в данных условиях являются наиболее важными и интересными, требуемую точность определения этих характеристик и в соответствии с этим выбирать тот или иной способ измерения. Всегда желательно по возможности приблизить условия проведения эксперимента по определению характеристик магнитного материала к реальным условиям работы его (имеется в виду режим намагничивания, частота поля, размеры образца и т. п.).

Определение характеристик магнитных материалов на повышенных и высоких частотах. Магнитными материалами на повышенных и высоких частотах служат ферромагнитные материалы (толщина проката порядка микрометров), ферриты и магнитодиэлектрики.

Основными характеристиками, которые подлежат определению, являются комплексная магнитная проницаемость, потери на гистерезис и вихревые токи и зависимости этих параметров от частоты и напряженности намагничивающего поля; на высоких частотах часто определяют лишь начальную магнитную проницаемость, ее зависимость от частоты, тангенс угла потерь, а также температурные коэффициенты этих характеристик.

Испытаниям подвергаются образцы в виде колец с однослойной равномерной намагничивающей обмоткой. Непосредственно измеряются обычно индуктивность L_x и активное сопротивление R_x образца, по которым рассчитывают необходимые магнитные характеристики.

На высоких частотах обычно переходят к одновитковому намагничиванию, для чего используют разъемную проволочную рамку или специальный высокочастотный пермеаметр. В соответствии с требуемым частотным диапазоном для определения характеристики магнитного материала используют тот или иной способ.

Наиболее распространенные способы: способ амперметра и вольтметра и ваттметровый способ определения потерь, осциллографический способ, мостовой способ, резонансный способ, калориметрический способ определения потерь.

Большинство перечисленных способов было описано в § 7.6, поэтому здесь отметим лишь некоторые особенности их использования на повышенных или высоких частотах.

Наиболее простым является способ амперметра и вольтметра, который в сочетании с ваттметровым методом измерения потерь позволяет определить все необходимые характеристики. Естественно, что применение этих способов на

повышенных частотах требует использования приборов с расширенным частотным диапазоном (термоэлектрических, электростатических, электронных). Способы эти хороши тем, что позволяют проводить определение характеристик в рабочем режиме намагничивания, отличаются простотой, а при использовании их в сочетании с феррографом (осциллограф с интегрирующими усилителями) — и наглядностью. Частотный диапазон ограничен 10—15 кГц, погрешность около 3—6%.

Осциллографический способ используют в диапазоне частот от 50 Гц до 50—100 кГц. Способ этот прост и нагляден, но имеет значительные погрешности — приблизительно 10%.

Мостовой способ используют в еще более широком диапазоне частот — от нескольких килогерц до десятков мегагерц.

При использовании мостовых схем на повышенных и особенно высоких частотах возрастают погрешности в определении L_x и R_x , а следовательно, магнитных характеристик. Это явление обусловлено несовершенством элементов схемы моста (остаточной реактивностью резисторов, потерями в конденсаторах и т. п.) и наличием индуктивных и емкостных связей между элементами схемы. Для устранения этих явлений используются экранирование соединительных проводов и элементов схемы, специальная методика проведения эксперимента, специальные мостовые схемы. Погрешности мостовых схем колеблются в пределах 3—5%, а на высоких частотах могут достигать 10%.

Резонансный метод используется в еще более широком диапазоне частот — от 50 кГц до 200 МГц. Для его осуществления можно воспользоваться широко распространенным в радиотехнике измерителем добротности (куметром) либо собрать резонансный контур из отдельных элементов. Измерив куметром добротность катушки индуктивности с сердечником из испытуемого материала Q_x и определив резонансную емкость C_p , можно рассчитать

$$L_x = \frac{1}{4\pi^2 f^2 C_p}; \quad R_x = \frac{1}{2\pi f C_p Q_x},$$

где f — частота намагничивающего поля.

Зная L_x и R_x , можно расчетным путем получить необходимые магнитные характеристики.

Недостатком резонансного метода с использованием куметра является изменение напряженности намагничивающего поля при изменении частоты (напряжение генератора не изменяется, а сопротивление образца изменяется) и невозможность проведения измерения при заданной напряженности намагничивающего поля. Этот недостаток можно устранить, введя регулировку напряжения генератора.

Резонансный метод с использованием куметра отличается простотой и широко используется. Погрешность определения L_x , R_x , а следовательно, и магнитных характеристик, в зависимости от частоты колеблется в пределах от 5 до 10%.

Калориметрический метод определения потерь применяется в широком диапазоне частот (до десятков мегагерц) и магнитных индукций. Мерой потерь энергии в магнитном материале при намагничивании переменным магнитным полем является изменение температуры образца и окружающей его среды. Погрешность определения потерь 1—2%.

Определение характеристик магнитных материалов в режиме импульсного намагничивания. Для определения характеристик материалов в режиме импульсного намагничивания часто используют самый простой из способов определения динамических характеристик — способ амперметра и вольтметра (рис. 7.25). Отличие состоит лишь в том, что питание намагничивающей обмотки осуществляется от генератора импульсов $ГИ$ по заданной программе, для измерения поля

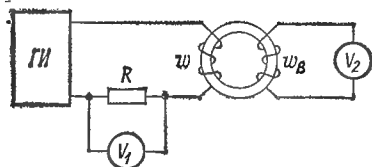


Рис. 7.25. Схема для определения динамических характеристик при импульсном намагничивании

используется образцовый резистор R и импульсный вольтметр V_1 , для измерения индукции — импульсный вольтметр V_2 .

Для расчетов пользуются следующими формулами:

$$\Delta H_{\text{макс}} = \frac{\omega U_{m1}}{R l_{\text{ср}}}; \Delta B_{\text{макс}} = \frac{U_{m2} \tau}{\omega S_{\text{обр}}},$$

где U_{m1} — амплитуда напряжения на образцовом резисторе R ; U_{m2} — амплитуда напряжения на измерительной обмотке ω_B ; $S_{\text{обр}}$ — площадь сечения образца; $l_{\text{ср}}$ — длина средней магнитной линии; τ — продолжительность импульса; ω и ω_B — число витков соответственно намагничивающей и измерительной обмоток.

При помощи электронного осциллографа определяют продолжительность импульса τ на уровне 0,1 амплитуды импульса U_{m2} .

По вычисленным $\Delta H_{\text{макс}}$ и $\Delta B_{\text{макс}}$ определяют импульсную магнитную проницаемость $\mu_{\text{имп}}$ и ее зависимость от $\Delta H_{\text{макс}}$:

$$\mu_{\text{имп}} = \frac{\Delta B_{\text{макс}}}{\Delta H_{\text{макс}}} = f_1(\Delta H_{\text{макс}}).$$

Наибольшей популярностью для определения магнитных характеристик в режиме импульсного намагничивания пользуются различные варианты осциллографического способа.

Для проведения массовой разбраковки сердечников целесообразно использовать дифференциальный метод — сравнение некоторой условной характеристики испытуемого образца с такой же характеристикой нормального образца. Структурная схема подобного прибора (один из возможных вариантов) приведена на рис. 7.26.

Испытуемый образец X и нормальный N имеют общую намагничивающую обмотку ω (один виток), питаемую по заданной программе от генератора импульсов $ГИ$. Измерительные обмотки образцов ω_X и ω_N включены встречно; на экране электронного осциллографа $ЭО$ наблюдают разность импульсов э. д. с. испытуемого и нормального образцов.

По заданному уровню этой разности производится разбраковка сердечников.

В связи с массовым использованием сердечников, работающих в режиме импульсного намагничивания, в настоящее время процессы их разбраковки автоматизируют.

Потери на перемагничивание при импульсном режиме намагничивания определяют либо по площади несимметричной динамической петли гистерезиса, либо калориметрическим способом.

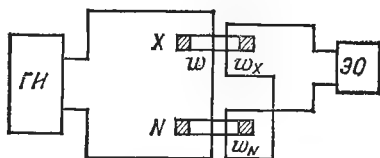


Рис. 7.26. Структурная схема прибора для массовой разбраковки сердечников

ГЛАВА ВОСЬМАЯ

ИЗМЕРЕНИЯ НЕЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

8.1. Общие сведения

Применение электрических приборов для измерения неэлектрических величин. При контроле технологических процессов, а также при научных исследованиях приходится производить измерения различных, и в том числе неэлектрических, величин.

Разновидностей электрических приборов для измерения неэлектрических величин значительно больше, чем приборов для измерения электрических величин. Это объясняется тем, что контролируемых неэлектрических величин значительно больше, чем электрических.

Наиболее важные причины широкого применения электрических приборов для измерения неэлектрических величин заключаются в следующем.

1. Электроизмерительные приборы лучше неэлектрических приборов позволяют осуществлять дистанционные измерения, благодаря чему обеспечиваются измерения в одном месте различных по своей природе параметров, контролируемых нередко в территориально удаленных друг от друга и недоступных для наблюдения точках.

2. Электроизмерительные приборы легче поддаются автоматизации, что значительно улучшает их качество. Автоматизация исключает субъективные свойства оператора. В электроизмерительных приборах имеются широкие возможности для автоматического и непрерывного проведения математических операций над результатами измерений, что позволяет автоматически вводить поправки, интегрировать, дифференцировать результат и т. д.

3. Электроизмерительные приборы более удобны, чем неэлектрические для решения задач автоматического управления.

4. Электроизмерительные приборы дают возможность регистрировать как очень медленно меняющиеся величины, так и быстро меняющиеся (например, с помощью электронного осциллографа), имеют широкий диапазон пределов измерения.

Структурные схемы электрических приборов для измерения неэлектрических величин. Особенностью электрических приборов для измерения неэлектрических величин является обязательное наличие измерительного преобразователя неэлектрической величины в электрическую.

Измерительный преобразователь неэлектрической величины устанавливает однозначную функциональную зависимость выходной электрической величины (э. д. с., сопротивления и т. д.) от входной измеряемой неэлектрической величины (температуры, перемещения и т. д.).

На рис. 8.1, а показана упрощенная структурная схема электрического прибора прямого преобразования для измерения неэлектрической величины. Измеряемая неэлектрическая величина x подается на вход измерительного преобразователя *ИП*. Выходная электрическая величина y преобразователя измеряется электрическим измерительным устройством *ЭИУ*. В зависимости от рода выходной электрической величины и требований, предъявляемых к прибору, электрическое измерительное устройство может быть различной степени сложности. В одном случае это — магнитоэлектрический милливольтметр, а в другом — автоматический потенциометр или цифровой измерительный прибор. Обычно шкала отсчетного устройства *ЭИУ* градуируется в единицах измеряемой неэлектрической величины.

На рассматриваемой структурной схеме не указаны вспомога-
тельные узлы (например, блоки питания).

На рис. 8.1, б в качестве примера показан электрический прибор,
предназначенный для измерения температуры. В этом приборе (ком-
плексе): Tn — термopа, э. д. с. которой является функцией
измеряемой температуры; mV — милливольтметр для измерения
э. д. с. термopары. В данном случае
термopа — измерительный преобра-
зователь, а милливольтметр — элек-
трическое измерительное устройство.
Таким образом, прибор выполнен по
структурной схеме рис. 8.1, а.

Часто измеряемая неэлектрическая
величина неоднократно преобразуется
в целях согласования пределов ее из-
менения с рабочим диапазоном ИП, получения более удобного для
ИП вида входного воздействия и т. д. Для выполнения подобных
преобразований в прибор вводятся предварительные преобразова-
тели неэлектрических величин в неэлектрические.

При большом числе промежуточных преобразований в приборах
прямого преобразования существенно возрастает суммарная погреш-
ность. Для снижения погрешности применяют дифференциальные
измерительные преобразователи ДИП, которые имеют меньшую

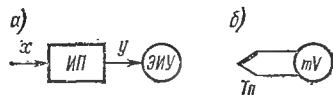


Рис. 8.1. Структурная (а) и
функциональная (б) схемы при-
бора прямого преобразования

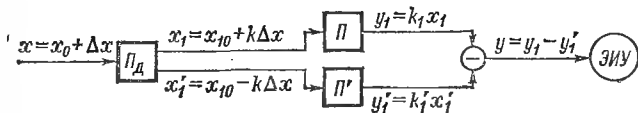


Рис. 8.2. Структурная схема прибора с дифференциальным
измерительным преобразователем

аддитивную погрешность, меньшую нелинейность функции преоб-
разования и повышенную чувствительность по сравнению с анало-
гичными недифференциальными ИП.

На рис. 8.2 показана структурная схема прибора, включающая
в себя дифференциальный измерительный преобразователь. Харак-
терная особенность этой схемы заключается в наличии двух каналов
преобразования и дифференциального звена Π_d , имеющего один вход
и два выхода. При изменении входной величины x относительно
начального значения x_0 выходные величины звена Π_d получают
приращения с разными знаками относительно начального значе-
ния x_{10} . Следовательно, при изменении входной величины инфор-
мативный параметр сигнала одного канала увеличивается, а дру-
гого — уменьшается. Выходные величины y_1 и y'_1 каналов вычи-
таются и образуют выходной электрический сигнал ДИП (y), т. е.

$$\begin{aligned} y = y_1 - y'_1 &= k_1 x_1 - k'_1 x'_1 = k_1 (x_{10} + k \Delta x) - k'_1 (x_{10} - k \Delta x) = \\ &= (k_1 - k'_1) x_{10} + k (k_1 + k'_1) \Delta x. \end{aligned}$$

При идентичных каналах, т. е. при $k_1 = k'_1 = k_d$,

$$y = 2kk_d \Delta x.$$

Одинаковая аддитивная погрешность Δx_a идентичных каналов ДИП не влияет на функцию преобразования. Действительно,

$$y = y_1 - y'_1 = k_d(x_{10} + k\Delta x + \Delta x_a) - k_d(x_{10} - k\Delta x + \Delta x_a) = 2kk_d \Delta x.$$

Одинаковые нелинейности функций преобразования идентичных каналов не влияют на линейный характер функции преобразования ДИП. Например, при $y_1 = k_d(x_{10} + k\Delta x)^2$ и $y'_1 = k_d(x_{10} - k\Delta x)^2$ имеем

$$y = y_1 - y'_1 = 4kk_dx_{10} \Delta x.$$

Практически полной компенсации аддитивных погрешностей и нелинейностей функций преобразования каналов ДИП не получается из-за некоторой неидентичности каналов преобразования.

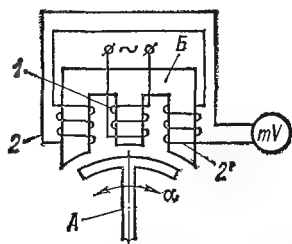


Рис. 8.3. Прибор с дифференциальным преобразователем

В приборе для измерения угла поворота α (рис. 8.3) применен индуктивный ДИП. Катушка 1 питается от источника переменного тока. Изменение положения ферромагнитного подвижного якоря А относительно неподвижного сердечника В в процессе измерения вызывает изменение магнитного сопротивления катушек 2 и 2' на одинаковые значения с противоположными знаками, в результате чего э. д. с., наводимые переменным магнитным потоком в катушках, получают приращения: $E_1 = E_0 + \Delta E$ и $E_2 = E_0 - \Delta E$ ($E_1 = E_2 = E_0$ при симметричном относительно обеих катушек положении якоря А).

Разность э. д. с. на выходе ($E_1 - E_2 = 2\Delta E$) получается встречным включением катушек 2 и 2' и измеряется милливольтметром mV .

В настоящее время находят применение приборы компенсационного преобразования неэлектрических величин.

В приборах компенсационного преобразования могут быть получены более высокая точность, большее быстродействие и меньшее потребление энергии от объекта измерения. В качестве узлов обратной связи используются обращенные преобразователи, преобразующие электрическую величину в неэлектрическую (электромеханические преобразователи, лампы накаливания).

Рассмотрим, например, прибор для измерения малых вращающих моментов (рис. 8.4, а). Измеряемый момент M_x прикладывается к валу, на котором укреплены зеркальце З и рамка магнитоэлектрического механизма — обращенного преобразователя ОП. Ток к рамке подводится через безмоментные токоподводы. Под действием момента M_x начинают поворачиваться валик, зеркальце и рамка.

При повороте зеркальца освещается фотоэлемент $\Phi\mathcal{Z}$ и появляется фототок. Фототок усиливается усилителем $У$ и подается в рамку магнитоэлектрического механизма и миллиамперметр mA .

Этот ток, протекая по рамке, создает в магнитоэлектрическом механизме компенсирующий момент M_k , направленный навстречу измеряемому M_x . Поворот зеркала, а следовательно, и увеличение тока в рамке будет происходить до тех пор, пока компенсирующий и измеряемый моменты не станут равными (моментами трения в опорах и моментом, создаваемым токоподводами, пренебрегаем).

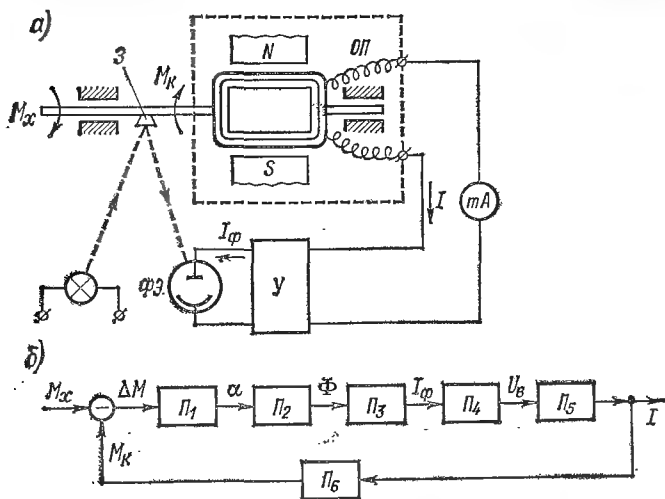


Рис. 8.4. Функциональная (а) и структурная (б) схемы компенсационного прибора для измерения вращающего момента

На рис. 8.4, б приведена структурная схема этого прибора, где $\Pi_1 - \Pi_5$ — звенья цепи прямого преобразования; Π_6 — звено обратной связи; ΔM — разность моментов M_x и M_k ; α — угол поворота; Φ — световой поток, падающий на фотоэлемент; I_ϕ — фототок фотоэлемента; U_v — выходное напряжение усилителя; I — выходной ток усилителя.

При полной компенсации (с учетом сделанных допущений)

$$M_x = M_k = BwsI,$$

где B , w , s — соответственно индукция, число витков и площадь рамки магнитоэлектрического механизма; I — ток в рамке. Решая уравнение относительно I , будем иметь

$$I = \frac{1}{Bws} M_x.$$

Таким образом, по току в цепи можно судить об измеряемой величине M_x . Из этого выражения видно, что ток в миллиамперметре

не зависит от параметров осветительной лампы, фотоэлемента, усилителя, от напряжений источников питания осветительной лампы и усилителя, а также от сопротивления цепи рамки, т. е. не зависит от параметров звеньев цепи прямого преобразования.

Электрические приборы для измерения неэлектрических величин могут быть не только аналоговыми, о которых говорилось выше, но и цифровыми (см. гл. 6).

Характеристики измерительных преобразователей неэлектрических величин. Зависимость выходной величины измерительного преобразователя y от входной x выражается уравнением преобразования $y = f(x)$. Уравнение преобразования (функцию преобразования) обычно приходится находить экспериментально, т. е. прибегать к градуировке преобразователей. Результаты градуировки выражаются в виде таблиц, графиков или аналитически.

Часть z преобразователей выходной сигнал y зависит не только от входной измеряемой величины x , но и от внешнего фактора z , т. е. функция преобразования в общем виде $y = f(x, z)$.

В этом случае при градуировке определяется ряд функций преобразования при разных значениях z .

Знание функций преобразования при разных значениях влияющего фактора позволяет тем или иным способом (введением поправки, автоматической коррекцией) учесть влияние внешнего фактора. Например, электрическая проводимость κ растворов электролитов зависит от концентрации C и температуры t . Поэтому при использовании зависимости $\kappa = f(C)$ для определения концентрации нужно либо поддерживать температуру раствора постоянной, либо вводить поправки (расчетным путем или автоматически), зная влияние температуры на эту зависимость.

При оценке и сравнении измерительных преобразователей необходимо учитывать следующие их основные свойства.

1. **Воспроизводимость функции преобразования.** Возможность изготовлять преобразователи с заранее предусмотренными характеристиками является необходимым условием выпуска взаимозаменяемых преобразователей.

2. **Постоянство во времени функции преобразования.** При изменении с течением времени функции преобразования приходится повторять градуировку, что крайне нежелательно, а в некоторых случаях невозможно (например, преобразователь работает в недоступном месте).

3. **Вид функции преобразования.** Обычно наиболее желателен линейный вид зависимости $y = f(x)$, что облегчает унификацию выходного сигнала преобразователей с целью использования их с цифровыми измерительными приборами, измерительными информационными системами и вычислительными машинами.

4. **Важными характеристиками преобразователя являются его погрешности и чувствительность.**

Основная погрешность преобразователя может быть обусловлена принципом действия, несовершенством конструкции и технологии

изготовления и проявляется она при номинальных значениях внешних факторов.

Основная погрешность рассматриваемого отдельно преобразователя может складываться из некоторых составляющих: погрешности, обусловленной неточностью образцовых приборов и мер, с помощью которых производилась градуировка; погрешности за счет приближенного выражения (табличным, графическим, аналитическим способом) функции преобразования; погрешности, обусловленной неполным совпадением функций преобразования при возрастании и убывании измеряемой величины (гистерезис функции преобразования); погрешности от неполной воспроизводимости характеристик преобразователя (например, чувствительности). Последняя погрешность исключается при индивидуальной градуировке. На практике все составляющие проявляются в виде одной основной погрешности.

Дополнительные погрешности преобразователя, обуславливаемые принципом его действия, несовершенством конструкции и технологии изготовления, проявляются при отклонении влияющих величин от их номинальных значений.

Рассмотренные выше погрешности определяются при неизменных во времени измеряемых величинах и носят название статических.

5. Обратное воздействие преобразователя на измеряемую величину. Преобразователи оказывают обратное влияние на измеряемую величину, искажая ее и вызывая тем самым изменение выходного сигнала. Пояснить это можно на примере термоанемометра (рис. 8.5), который представляет собой термочувствительный резистор R , нагреваемый электрическим током и помещаемый на пути потока газа или жидкости, скорость которого измеряется. Изменение скорости потока вызывает изменение условий теплообмена терморезистора со средой, изменение его температуры и сопротивления. Измеряя сопротивление резистора тем или иным способом, можно судить о скорости потока. Но очевидно, что терморезистор, помещенный на пути потока, изменяет скорость его, и в этом проявляется обратное влияние преобразователя на измеряемую величину. Обратное влияние на практике учесть трудно, а поэтому стараются его сделать минимальным.

6. Динамические свойства преобразователя. При изменении входной величины в преобразователе возникает переходный процесс, характер которого зависит от наличия в преобразователе элементов, запаасающих энергию (двигающиеся детали, электрические конденсаторы, катушки индуктивности, детали, обладающие теплоемкостью и т. д.).

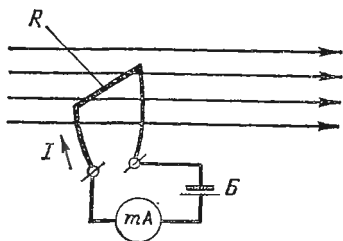


Рис. 8.5. Электрический термоанемометр

Переходный процесс проявляется в виде инерции — запаздывания реакции преобразователя на изменение входной величины. Например, при погружении термопары в среду, температура которой измеряется, термо-э. д. с. на выходе термопары установится в соответствии с измеряемой температурой только по истечении некоторого промежутка времени.

При измерении быстро изменяющихся величин преобразователь работает в нестационарном режиме, а поэтому при оценке качества преобразователей необходимо учитывать их динамические характеристики, которые в значительной мере определяют точность измерения.

Динамические свойства преобразователя в соответствии с ГОСТ 8.256—77 могут быть охарактеризованы полными и частными динамическими характеристиками (см. гл. 1).

Обычно от преобразователя требуется, чтобы он вносил минимальное запаздывание в процесс преобразования.

Кроме рассмотренных свойств, при оценке преобразователей учитываются также и другие показатели качества их работы: влияние внешних факторов (температуры, давления, вибрации и т. д.), взрывобезопасность, устойчивость к механическим, тепловым, электрическим и другим перегрузкам, удобство монтажа и обслуживания, габариты, масса, удобство градуировки, стоимость изготовления и эксплуатации, надежность и т. д.

Для удобства изучения измерительные преобразователи классифицируют по принципу их действия, т. е. по тому явлению, которое используется для преобразования неэлектрической величины в электрическую. Преобразователей, отличающихся принципом действия, очень много. Ниже будут рассмотрены только наиболее часто применяемые преобразователи.

8.2. Параметрические измерительные преобразователи

Общие замечания. В параметрических преобразователях выходной величиной является параметр электрической цепи (R , L , M , C). При использовании параметрических преобразователей необходим дополнительный источник питания. Параметрические преобразователи весьма разнообразны по своему устройству, назначению и областям применения. Ниже приводятся описание устройства и основы теории параметрических преобразователей, получивших наибольшее практическое применение.

Реостатные преобразователи. Реостатные преобразователи основаны на изменении электрического сопротивления проводника под влиянием входной величины — перемещения. Реостатный преобразователь, как показывает само название, представляет собой в простейшем случае реостат, щетка (движок) которого перемещается под воздействием измеряемой неэлектрической величины. На рис. 8.6 схематически показаны некоторые варианты конструкций реостатных преобразователей для углового (рис. 8.6, а) и линейного

(рис. 8.6, б и в) перемещений. Преобразователь состоит из обмотки, нанесенной на каркас, и щетки. Форма каркаса зависит от характера измеряемого перемещения (линейное, угловое), от вида функции преобразования (линейная, нелинейная) и других факторов и может иметь вид цилиндра, тора, призмы и т. д. Для изготовления каркасов применяются диэлектрики (гетинакс, пластмасса, керамика) и металлы (дюралюминий с анодированной поверхностью).

Проволока для обмотки выполняется из сплавов (сплав платины с иридием (5—30%), константан, нихром и фехраль). Для обмотки преобразователя обычно используется изолированный эмалью или оксидной пленкой провод. После изготовления обмотки изоляция провода счищается в местах соприкосновения его со щеткой.

Щетка преобразователя выполняется либо из проволок, либо из плоских пружинящих полосок, причем используются как чистые

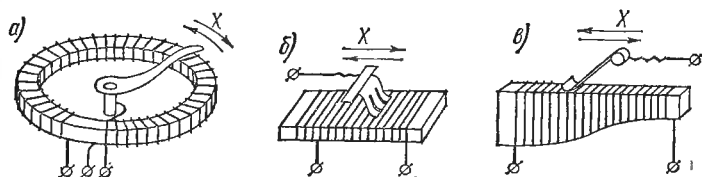


Рис. 8.6. Реостатные преобразователи для угловых (а), линейных (б) перемещений и для функционального преобразования линейных перемещений (в)

металлы (платина, серебро), так и сплавы (платина с иридием, фосфористая бронза, медно-серебряные сплавы и т. д.). Качество контакта щетки и обмотки определяется контактным давлением, которое выбирается в широких пределах от десятых долей грамма до сотен граммов в зависимости от материалов контакта и обмотки и условий работы преобразователя.

Габариты преобразователя определяются значением измеряемого перемещения, сопротивлением обмотки и мощностью, выделяемой в обмотке.

Для получения нелинейной функции преобразования применяются функциональные реостатные преобразователи. Нужный характер функции преобразования очень часто достигается профилированием каркаса преобразователя (рис. 8.6, в).

В рассматриваемых реостатных преобразователях зависимость изменения сопротивления от перемещения щетки имеет ступенчатый характер, так как сопротивление изменяется скачками на значение сопротивления одного витка. Это вызывает погрешность преобразования. Максимальная приведенная погрешность при этом $\gamma = \Delta R/R$, где ΔR — максимальное сопротивление одного витка; R — полное сопротивление преобразователя.

Иногда применяются реохордные преобразователи, в которых щетка скользит вдоль оси проволоки. В этих преобразователях отсутствует указанная выше погрешность.

Выходной параметр реостатных преобразователей — сопротивление — измеряется обычно с помощью мостовой схемы.

К достоинствам преобразователей относится возможность получения высокой точности, значительных по уровню выходных сигналов и относительная простота конструкции. Недостатки — наличие скользящего контакта, необходимость относительно больших перемещений движка, а иногда и значительного усилия для его перемещения.

Применяются реостатные преобразователи для преобразования сравнительно больших перемещений (угловых, линейных) и других неэлектрических величин (усилия, давления и т. д.), которые могут быть преобразованы в перемещение.

Тензочувствительные преобразователи (тензорезисторы). В основу работы преобразователей положен тензoeffект, заключающийся в изменении активного сопротивления проводника (полупроводника) под действием вызываемого в нем механического напряжения и деформации.

Если проволоку подвергнуть механическому воздействию, например растяжению, то сопротивление ее изменится. Относительное изменение сопротивления проволоки

$$\Delta R/R = S \Delta l/l,$$

где S — коэффициент тензочувствительности; $\Delta l/l$ — относительная деформация проволоки.

Изменение сопротивления проволоки при механическом воздействии на нее объясняется изменением геометрических размеров (длины, диаметра) и удельного сопротивления материала.

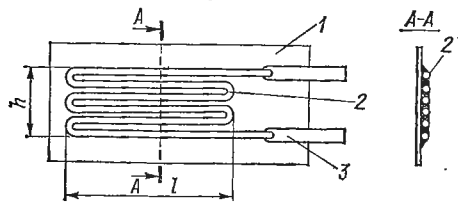


Рис. 8.7. Тензочувствительный проволочный преобразователь

Тензочувствительные преобразователи, широко применяемые в настоящее время (рис. 8.7), представляют собой тонкую зигзагообразно уложенную и приклеенную к полоске бумаги (подложке 1) проволоку 2 (проволочную решетку).

Преобразователь включается в схему с помощью привариваемых или припаяваемых выводов 3. Преобразователь наклеивается на поверхность исследуемой детали так, чтобы направление ожидаемой деформации совпадало с продольной осью проволочной решетки.

Для изготовления преобразователей применяется главным образом проволока диаметром 0,02—0,05 мм из константана, имеющего коэффициент $S = 1,9 \div 2,1$. Константан обладает малым температурным коэффициентом электрического сопротивления, что очень важно, так как изменение сопротивления преобразователей при деформациях, например, стальных деталей соизмеримо с изменением сопротивления преобразователя при изменении температур.

ных условий. В качестве подложки используется тонкая (0,03—0,05 мм) бумага, а также пленка лака или клея, а при высоких температурах — слой цемента.

Применяются также фольговые преобразователи, у которых вместо проволоки используется фольга. Чувствительный элемент преобразователя создается путем травления фольги. При травлении из фольги выбирается часть металла таким образом, что оставшийся металл образует чувствительный элемент необходимой формы и сопротивления.

Чувствительный элемент так называемых пленочных тензорезисторов создается путем возгонки тензочувствительного материала с последующим осаждением его на подложку. Способ удобен при массовом изготовлении тензорезисторов.

Для наклеивания проволоки на подложку и всего преобразователя на деталь применяются различные клеи: раствор целлулоида в ацетоне, клей БФ-2, БФ-4, бакелитовый и т. д. Для высоких температур (выше 200 °С) используются различные жаростойкие цементы, кремнийорганические лаки и клеи и т. п.

Преобразователи выполняются различных размеров в зависимости от назначения. Наиболее часто используются преобразователи с длиной решетки (базой) от 5 до 50 мм, имеющие сопротивление 30—500 Ом.

Методы определения характеристик тензорезисторов регламентированы ГОСТ 21615—76.

Изменение температуры вызывает изменение функции преобразования тензорезисторов, что объясняется температурной зависимостью сопротивления преобразователя и различием температурных коэффициентов линейного расширения материала тензорезистора и исследуемой детали. Влияние температуры устраняется обычно путем применения соответствующих методов температурной компенсации.

Наклеенный тензочувствительный преобразователь невозможно снять с одной детали и наклеить на другую. Поэтому для определения функции преобразования (коэффициента S) прибегают к выборочной градуировке преобразователей.

Погрешности наклеиваемых тензорезисторов могут быть $\pm 1\%$. Достоинства этих преобразователей: линейность функции преобразования, малые габариты и масса, простота конструкции. Недостатком их является малая чувствительность.

В тех случаях когда требуется высокая чувствительность, находят применение тензочувствительные преобразователи, выполненные в виде полосок из полупроводникового материала. Коэффициент S у таких преобразователей достигает нескольких сотен или даже тысяч. Однако воспроизводимость характеристик полупроводниковых преобразователей плохая. Очень удобны малогабаритные преобразователи, выпускаемые в настоящее время на основе литого микропровода в сплошной стеклянной изоляции.

Для измерения выходного параметра тензорезисторов применяются мостовые (равновесные и неравновесные) схемы (см. гл. 5).

Используются тензорезисторы для измерения деформаций и других неэлектрических величин: усилий, давлений, моментов и т. д.

Термочувствительные преобразователи (терморезисторы). Принцип действия преобразователей основан на зависимости электрического сопротивления проводников или полупроводников от температуры.

Между терморезистором и исследуемой средой в процессе измерения происходит теплообмен. Так как терморезистор при этом включен в электрическую схему, с помощью которой производится измерение его сопротивления, то по нему протекает ток, выделяющий в нем теплоту. Теплообмен терморезистора со средой происходит из-за теплопроводности среды и конвекции в ней, теплопроводности самого терморезистора и арматуры, к которой он крепится, и, наконец, из-за излучения.

Интенсивность теплообмена, а следовательно, и температура терморезистора зависят от его геометрических размеров и формы, от конструкции защитной арматуры, от состава, плотности, теплопроводности, вязкости и других физических свойств газовой или жидкой среды, окружающей терморезистор, а также от температуры и скорости перемещения среды.

Таким образом, зависимость температуры, а следовательно, и сопротивления терморезистора от перечисленных выше факторов может быть использована для измерения различных неэлектрических величин, характеризующих газовую или жидкую среду.

При конструировании преобразователя стремятся к тому, чтобы теплообмен терморезистора со средой в основном определялся измеряемой неэлектрической величиной.

По режиму работы терморезисторы разделяются на перегревные и без преднамеренного перегрева. В преобразователях без перегрева ток, проходящий через терморезистор, практически не вызывает перегрева, и температура последнего определяется температурой среды; эти преобразователи применяются для измерения температуры. В перегревных преобразователях электрический ток вызывает перегрев, зависящий от свойств среды. Перегревные преобразователи используются для измерения скорости, плотности, состава среды и т. д. Так как на перегревные терморезисторы влияет температура среды, обычно применяются схемные методы компенсации этого влияния.

Для измерения температуры наиболее распространены терморезисторы, выполненные из платиновой или медной проволоки.

Стандартные платиновые терморезисторы применяются для измерения температуры в диапазоне от -260 до $+1100^{\circ}\text{C}$, медные — в диапазоне от -200 до $+200^{\circ}\text{C}$ (ГОСТ 6651—78).

Низкотемпературные платиновые образцовые и лабораторные терморезисторы (ГОСТ 12877—76) применяются для измерения температуры в пределах от -261 до -183°C .

В платиновых терморезисторах используется проволока без изоляции, наматываемая на каркас из слюдяных пластин. В медных

терморезисторах применяется проволока, изолированная эмалью или шелком и наматываемая на пластмассовый каркас.

На рис. 8.8, а схематически показано устройство платинового терморезистора. Неизолированная платиновая проволока 2 диаметром 0,07 мм намотана бифилярно на каркас 1 — слюдяную пластину с зубчатой насечкой на краях. К концам обмотки приварены выводы из более толстой (около 1 мм) серебряной проволоки (или ленты). Каркас с обмоткой зажат между двумя более широкими пластинами 3, служащими для изоляции проволоки. Пакет из слюдяных пластин скреплен серебряной лентой 4 и вставлен в алюминиевый цилиндрический чехол 5, защищающий обмотку преобразователя от механических повреждений. Для уменьшения тепловой инерции преобразователя между пакетом и чехлом помещены сплошные металлические вкладыши 6. В малоинерционных преобразователях

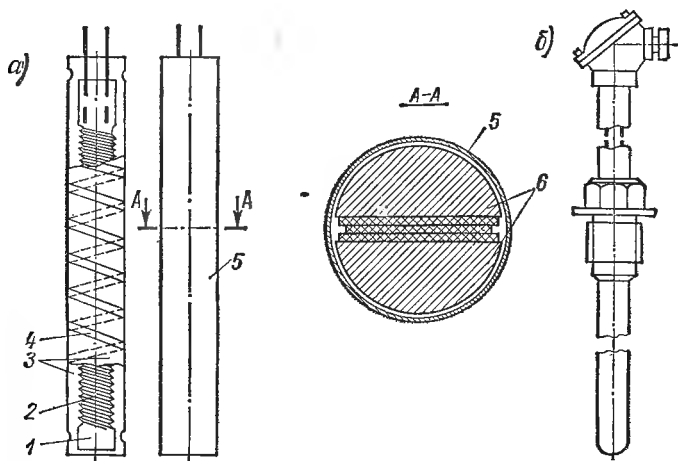


Рис. 8.8. Устройство (а) и внешний вид арматуры (б) платинового термометра сопротивления

зователях вместо сплошных вкладышей применяются полые дюралюминиевые вкладыши — лепестки, которые обеспечивают достаточно хорошую передачу теплоты и имеют малую теплоемкость, что уменьшает тепловую инерцию преобразователя.

Для защиты терморезистора от воздействия внешней среды (влажности, давления, агрессивных газов и т. д.) чехол вместе с обмоткой помещается в защитную арматуру (рис. 8.8, б).

Начальные сопротивления (при 0°C) платиновых стандартных терморезисторов равны 1, 5, 10, 46, 50, 100 и 500 Ом; а для медных — 10, 50, 53 и 100 Ом.

Допустимое значение тока, протекающего по терморезистору при включении его в измерительную схему должно быть таким, чтобы изменение сопротивления терморезистора за счет нагрева не превышало 0,1% начального сопротивления.

Для стандартных терморезисторов имеются градуировочные таблицы (ГОСТ 6651—78). Аналитически зависимость сопротивле-

ния от температуры для платиновых терморезисторов выражается следующими уравнениями:

$$R_t = R_0 [1 + At + Bt^2 + Ct^3 (t - 100)] \text{ при } -200^\circ\text{C} \leq t \leq 0^\circ\text{C};$$

$$R_t = R_0 (1 + At + Bt^2) \text{ при } 0^\circ\text{C} \leq t \leq +650^\circ\text{C},$$

где R_0 — сопротивление при $t = 0^\circ\text{C}$; $A = 3,97 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1}$; $B = -5,85 \cdot 10^{-7} \text{ K}^{-2}$; $C = -4,22 \cdot 10^{-12} \text{ K}^{-4}$.

Для медного преобразователя

$$R_t = R_0 (1 + \alpha t) \text{ при } -50^\circ\text{C} \leq t \leq +180^\circ\text{C},$$

где $\alpha = 4,26 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1}$.

Возможные допустимые отклонения градуировочной характеристики стандартных преобразователей также узаконены стандартом.

Помимо платины и меди, в отдельных отраслях техники для изготовления терморезисторов используется никель.

Для измерения температуры применяются также полупроводниковые терморезисторы (термисторы) различных типов (например, ММТ-1, ММТ-4, КМТ-1, КМТ-4, КМТ-8, ММТ-8, ММТ-13). Термисторы характеризуются большей чувствительностью (ТКС термисторов отрицательный и в 10—15 раз превышает ТКС меди и платины) и имеют более высокие номиналы сопротивлений (до 1 МОм) при весьма малых размерах.

Недостатком термисторов является плохая воспроизводимость характеристик и нелинейность функции преобразования, которая имеет вид

$$R_T = R_0 e^{B \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right)},$$

где B — коэффициент, определяющий температурную чувствительность термистора; R_T и R_0 — сопротивления термистора, соответствующие температурам T и T_0 (T_0 — начальная температура рабочего диапазона).

Термисторы работают в диапазоне температур от -60 до $+120^\circ\text{C}$ (ГОСТ 10688—75).

Тепловая инерционность стандартных термометров сопротивления согласно ГОСТ 6651—78 характеризуется показателем тепловой инерции ε_∞ , определяемым как время, необходимое для того чтобы при внесении преобразователя в среду с постоянной температурой разность температур среды и любой точки внесенного в нее преобразователя стала равной 0,37 того значения, которое она имела в момент наступления регулярного теплового режима.

Показатель тепловой инерции определяется по той части кривой переходного теплового процесса преобразователя, которая соответствует регулярному режиму, т. е. имеет экспоненциальный характер (в полулогарифмическом масштабе — прямая линия).

Значение ε_∞ для различных типов стандартных преобразователей находится в пределах от нескольких десятков секунд до нескольких минут.

В случаях когда необходимы малоинерционные терморезисторы, для их изготовления используется очень тонкий провод (микропровод) или применяют термисторы малого объема (бусинковые) типа СТ-18, СТ-19.

Терморезисторы применяются в приборах для анализа газовых смесей. Многие газовые смеси отличаются друг от друга и от воздуха по теплопроводности. Теплопроводность смеси, состоящей из двух газов, не вступающих в реакцию друг с другом,

$$\lambda_{1,2} = a \frac{\lambda_1 - \lambda_2}{100} + \lambda_2,$$

где a — процентное содержание первого (искомого) компонента; λ_1 и λ_2 — теплопроводность соответственно первого и второго компонентов.

Таким образом, измеряя теплопроводность газовой смеси $\lambda_{1,2}$, можно судить о процентном содержании искомого компонента (при $\lambda_1 = \text{const}$ и $\lambda_2 = \text{const}$).

В приборах для газового анализа — газоанализаторах — для измерения теплопроводности используется перегревный платиновый терморезистор 1 (рис. 8.9), помещенный в камеру 2 с анализируемым газом.

Конструкция терморезистора, его арматура и камера, а также значение нагревающего тока I выбираются такими, чтобы теплообмен со средой осуществлялся в основном за счет теплопроводности газовой среды.

Для исключения влияния внешней температуры кроме рабочей используется компенсационная камера с терморезистором, заполненная постоянным по составу газом. Обе камеры выполняются в виде единого блока и находятся в одинаковых температурных условиях. Рабочий и компенсационный терморезисторы при измерениях включаются в соседние плечи мостовой схемы, что и позволяет осуществлять компенсацию влияния температуры.

Терморезисторы применяются в приборах для измерения вакуума. На рис. 8.10 показана зависимость теплопроводности газа, находящегося между телами А и Б, от его давления. Характер этой зависимости объясняется следующим образом.

Теплопроводность газа $\lambda = k\rho l$, где k — коэффициент пропорциональности; ρ — плотность газа; l — средняя длина пути свободного пробега молекул.

В свою очередь, $\rho = k_1 n$; $l = k_2 \cdot 1/n$, где k_1 и k_2 — коэффициенты пропорциональности; n — число молекул в единице объема.

Следовательно, при давлениях газа, близких к атмосферному,

$$\lambda = k k_1 n k_2 \cdot 1/n = \text{const}.$$

При разрежении газа, когда длина пути свободного пробега молекул теоретически станет равной расстоянию между телами А и Б или больше его, практически длина пути свободного пробега молекул будет ограничена расстоянием d , т. е. в этом случае $l_{\text{практ}} =$

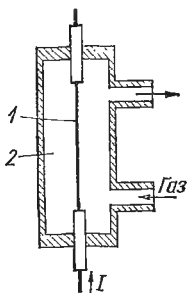


Рис. 8.9. Преобразователь газоанализатора, основанный на принципе измерения теплопроводности

$\lambda = d = \text{const}$, и теплопроводность газа

$$\lambda = k k_1 n d.$$

Таким образом, теплопроводность газа становится зависимой от числа молекул в единице объема, т. е. от давления (вакуума). Зависимость теплопроводности газа от давления используется в вакуумметрах — приборах для измерения вакуума.

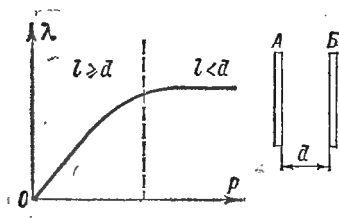


Рис. 8.10. Зависимость теплопроводности газа от давления

Для измерения теплопроводности, а следовательно, вакуума в вакуумметрах используются металлические (платиновые) и полупроводниковые терморезисторы, помещаемые в стеклянный или металлический баллон (баллон радиолампы), который соединяется с контролируемой средой.

Терморезисторы используются в приборах для измерения скорости газового потока — термоанемометрах. Установившаяся температура перегретого терморезистора, помещенного на пути газового потока, зависит от скорости потока. В этом случае основным путем теплообмена терморезистора со средой будет конвективный (принудительный). Изменение сопротивления терморезистора за счет уноса теплоты с его поверхности движущейся средой функционально связано со скоростью среды.

Конструкция и тип терморезистора (металлический или полупроводниковый), арматура и нагревающий терморезистор ток выбирают таким образом, чтобы были снижены или исключены все пути теплообмена, кроме конвективного.

Достоинствами термоанемометров являются высокая чувствительность и быстрое действие. Эти приборы позволяют измерять скорости менее 1 м/с и могут быть применены в диапазоне частот от 0 до 50 кГц (при использовании схемы, с помощью которой температура терморезистора автоматически поддерживается почти неизменной).

Электролитические преобразователи. Электролитические преобразователи основаны на зависимости электрического сопротивления раствора электролита от его концентрации. В основном они применяются для измерения концентраций растворов.

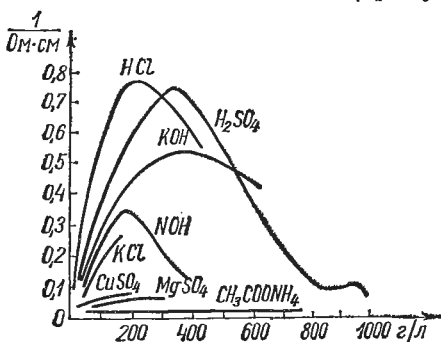


Рис. 8.11. Зависимость удельной электрической проводимости растворов электролитов от концентрации растворенного вещества

На рис. 8.11 для примера показаны графики зависимостей удельной электрической проводимости некоторых растворов электролитов от концентрации растворенного вещества. Из этого рисунка следует, что в определенном диапазоне изменения концентрации зависимость электрической проводимости (сопротивления) от концентрации однозначна и может быть использована для определения последней.

Преобразователь, применяемый в лабораторных условиях для измерения концентрации, представляет собой сосуд с двумя электродами (электролитическая ячейка) — рис. 8.12.

Для промышленных непрерывных измерений преобразователи выполняются проточными, причем часто используются конструкции, в которых роль второго электрода играют стенки сосуда (металлического).

Размеры, форма сосуда и электродов выбираются с учетом желаемого диапазона изменения сопротивления ячейки при изменении концентрации раствора и с учетом расхода раствора. Выбор материала сосуда и электродов зависит от природы электролита.

Электрическая проводимость растворов сильно зависит от температуры. В первом приближении эта зависимость выражается уравнением

$$\kappa = \kappa_0 (1 + \beta t),$$

где κ_0 — электрическая проводимость при начальной температуре (18°C); β — температурный коэффициент электрической проводимости (для растворов кислот, оснований и солей $\beta = 0,016 \div 0,024 \text{ K}^{-1}$).

Таким образом, при использовании электролитических преобразователей возникает задача по устранению влияния температуры. Эта задача решается путем стабилизации температуры раствора с помощью холодильника (нагревателя) или применения схем температурной компенсации. Для температурной компенсации обычно используются медные терморезисторы, так как температурные коэффициенты меди и растворов электролитов имеют противоположные знаки.

При прохождении постоянного тока через преобразователь происходит электролиз раствора, что приводит к искажению результатов измерения. Поэтому измерения сопротивления раствора обычно проводятся на переменном токе (700—1000 Гц) чаще всего с помощью мостовых схем.

Индуктивные преобразователи. Принцип действия преобразователей основан на зависимости индуктивности или взаимной индуктивности обмоток на магнитопроводе от положения, геометрических размеров и магнитного состояния элементов их магнитной цепи.

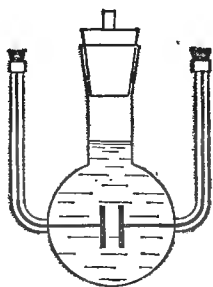


Рис. 8.12. Лабораторный электролитический преобразователь

Индуктивность обмотки, расположенной на магнитопроводе (рис. 8.13),

$$L_i = w_i^2 / Z_M,$$

где Z_M — магнитное сопротивление магнитопровода; w_i — число витков обмотки.

Взаимная индуктивность двух обмоток, расположенных на том же магнитопроводе,

$$M = w_1 w_2 / Z_M,$$

где w_1 и w_2 — число витков первой и второй обмоток.

Магнитное сопротивление определяется выражением

$$Z_M = \sqrt{R_M^2 + X_M^2},$$

где $R_M = \sum_{i=1}^n \frac{l_i}{\mu_0 \mu_i s_i} + \frac{\delta}{\mu_0 s}$ — активная составляющая магнитного

сопротивления (рассеиванием магнитного потока пренебрегаем); l_i , s_i , μ_i — соответственно длина, площадь поперечного сечения и относительная магнитная проницаемость i -го участка магнитопровода; μ_0 — магнитная постоянная; δ — длина воздушного зазора; s — площадь поперечного сечения воздушного участка магнитопровода; $X_M = P/(\omega \Phi^2)$ — реактивная составляющая магнитного сопротивления; P — потери в магнитопроводе, обусловленные вихревыми токами и гистерезисом; ω — угловая частота; Φ — магнитный поток в магнитопроводе.

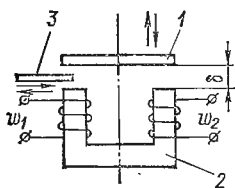


Рис. 8.13. Магнитопровод с зазорами и двумя обмотками

Приведенные соотношения показывают, что индуктивность и взаимную индуктивность можно изменять, например, воздействуя на длину δ , сечение воздушного участка магнитопровода s , на потери в магнитопроводе и другими путями.

Этого можно достичь, например, перемещением подвижного сердечника (якоря) 1 (рис. 8.13) относительно неподвижного 2, введением немагнитной металлической пластины 3 в воздушный зазор и т. д.

На рис. 8.14 схематически показаны различные типы индуктивных преобразователей.

Индуктивный преобразователь (рис. 8.14, а) с переменной длиной воздушного зазора δ характеризуется нелинейной зависимостью $L = f(\delta)$. Такой преобразователь обычно применяется при перемещениях якоря на расстояние 0,01—5 мм. Значительно меньшей чувствительностью, но линейной зависимостью $L = f(s)$ отличаются преобразователи с переменным сечением воздушного зазора (рис. 8.14, б). Эти преобразователи используются при перемещениях якоря до 10—15 мм.

Якорь в индуктивном преобразователе испытывает усилие притяжения со стороны электромагнита, которое определяется производной от энергии магнитного поля по перемещению якоря:

$$F = \frac{dW_m}{d\delta} = \frac{d}{d\delta} \left(\frac{LI^2}{2} \right),$$

где W_m — энергия магнитного поля; L — индуктивность преобразователя; I — ток, проходящий через обмотку преобразователя.

Широко распространены индуктивные дифференциальные преобразователи (рис. 8.14, в), в которых под воздействием измеряемой

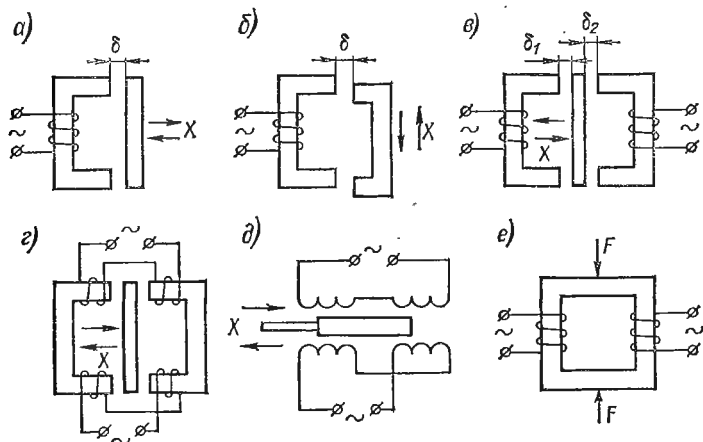


Рис. 8.14. Индуктивные преобразователи с изменяющейся длиной зазора (а), с изменяющимся сечением зазора (б), дифференциальный (в), дифференциальный трансформаторный (г), дифференциальный трансформаторный с разомкнутой магнитной цепью (д) и магнитоупругий (е)

величины одновременно и притом с разными знаками изменяются два зазора двух электромагнитов. Дифференциальные преобразователи в сочетании с соответствующей схемой (обычно мостовой) имеют более высокую чувствительность, чем обычные преобразователи, дают возможность уменьшить нелинейность функции преобразования, испытывают меньшее влияние внешних факторов. В этих преобразователях результирующее усилие на якорь со стороны электромагнитов меньше, чем в недифференциальных.

Применяются также индуктивные дифференциальные преобразователи трансформаторного типа (рис. 8.14, г), в которых две секции первичной обмотки включены согласно, а две секции вторичной обмотки — встречно. При питании первичной обмотки переменным током и при симметричном положении якоря относительно электромагнитов э. д. с. на выходных зажимах равна нулю. При перемещении якоря возникает сигнал на выходных зажимах.

Для преобразования сравнительно больших перемещений (до 50—100 мм) применяются индуктивные преобразователи с незамкнутой магнитной цепью. На рис. 8.14, д схематически показано устройство дифференциального трансформаторного индуктивного преобразователя с незамкнутой магнитной цепью, используемого для передачи показаний различных неэлектрических приборов (манометров, дифференциальных манометров).

Если ферромагнитный сердечник преобразователя подвергать механическому воздействию F , то вследствие изменения магнитной проницаемости материала сердечника μ изменится магнитное сопротивление цепи, что повлечет за собой изменение индуктивности L и взаимной индуктивности M обмоток. На этом принципе основаны магнитоупругие преобразователи (рис. 8.14, е).

Конструкция преобразователя определяется главным образом значением измеряемого перемещения. Габариты преобразователя выбирают, исходя из необходимой мощности выходного сигнала и других технических требований.

Для измерения выходного параметра индуктивных преобразователей наибольшее применение получили мостовые схемы (равновесные и неравновесные), а также компенсационная схема (в автоматических приборах) для дифференциальных трансформаторных преобразователей (см. гл. 5).

Индуктивные преобразователи используются для преобразования перемещения и других неэлектрических величин, которые могут быть преобразованы в перемещение (усилие, давление, момент и т. д.).

По сравнению с другими преобразователями перемещения индуктивные преобразователи отличаются значительными по мощности выходными сигналами, простотой и надежностью в работе.

Недостатком их является наличие обратного воздействия преобразователя на измеряемый объект (воздействие электромагнита на якорь) и влияние инерции якоря на частотную характеристику прибора.

Емкостные преобразователи. Емкостные преобразователи основаны на зависимости электрической емкости конденсатора от размеров, взаимного расположения его обкладок и от диэлектрической проницаемости среды между ними.

Для двухобкладочного плоского конденсатора электрическая емкость

$$C = \epsilon_0 \epsilon \frac{s}{\delta},$$

где ϵ_0 — диэлектрическая постоянная; ϵ — относительная диэлектрическая проницаемость среды между обкладками; s — активная площадь обкладок; δ — расстояние между обкладками.

Из выражения для емкости видно, что преобразователь может быть построен с использованием зависимостей $C = f_1(\epsilon)$, $C = f_2(\delta)$, $C = f_3(\delta)$.

На рис. 8.15 схематически показано устройство различных емкостных преобразователей. Преобразователи на рис. 8.15, а представляют собой конденсатор, одна пластина которого перемещается под действием измеряемой величины x относительно неподвижной пластины. Изменение расстояния между пластинами δ ведет к изменению емкости преобразователя.

Функция преобразования $C = f_3(\delta)$ нелинейна. Чувствительность преобразователя резко возрастает с уменьшением расстояния δ , поэтому целесообразно уменьшать начальное расстояние между пластинами. При выборе начального расстояния между пластинами необходимо учитывать пробивное напряжение воздуха (10 кВ/см для воздуха).

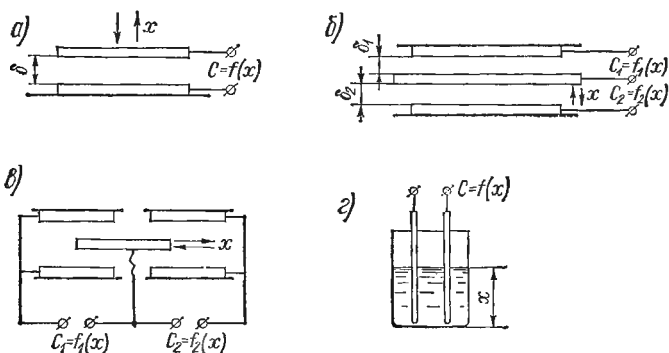


Рис. 8.15. Емкостные преобразователи с изменяющимся расстоянием между пластинами (а), дифференциальный (б), дифференциальный с переменной активной площадью пластин (в) и с изменяющейся диэлектрической проницаемостью среды между пластинами (г)

Такие преобразователи используются для измерения малых перемещений (менее 1 мм).

Малое рабочее перемещение пластин приводит к появлению погрешности от изменения расстояния между пластинами при колебаниях температуры. Соответствующим выбором размеров деталей преобразователя и материалов эту погрешность можно значительно снизить.

В емкостных преобразователях возникает усилие притяжения между пластинами, определяемое производной от энергии электрического поля $W_э$ по перемещению подвижной пластины,

$$F = \frac{dW_э}{d\delta} = \frac{d}{d\delta} \left(\frac{CU^2}{2} \right),$$

где U и C — соответственно напряжение и емкость между пластинами.

Применяются дифференциальные преобразователи (рис. 8.15, б), у которых имеется одна подвижная и две неподвижные пластины. При воздействии измеряемой величины x у этих преобразователей одновременно изменяются емкости C_1 и C_2 .

На рис. 8.15, в показано устройство дифференциального емкостного преобразователя с переменной активной площадью пластин. Такой преобразователь целесообразно использовать для измерения сравнительно больших линейных (более 1 мм) и угловых перемещений. В этих преобразователях легко получить требуемый характер функции преобразования путем профилирования пластин.

Преобразователи с использованием зависимости $C = f_1(\epsilon)$ применяются для измерения уровня жидкостей, влажности веществ, толщины изделий из диэлектриков и т. д. Для примера (рис. 8.15, г) дано устройство преобразователя емкостного уровнямера. Емкость между электродами, опущенными в контролируемый сосуд, зависит от уровня жидкости, так как изменение уровня ведет к изменению диэлектрической проницаемости среды между электродами. Изменением конфигурации пластин можно получить желаемый характер зависимости показаний прибора от объема (массы) жидкости.

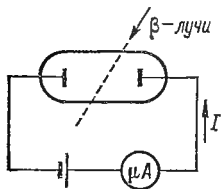


Рис. 8.16. Схема ионизационного преобразователя

Для измерения выходного параметра емкостных преобразователей применяются равновесные и неравновесные мостовые схемы (см. гл. 5) и схемы с использованием резонансных контуров. Последние позволяют создавать приборы с высокой чувствительностью, способные реагировать на перемещения порядка 10^{-7} мм.

Цепи с емкостными преобразователями обычно питаются током повышенной частоты (до десятков мегагерц), что вызвано желанием увеличить мощность, рассеиваемую в преобразователе: $P = U^2 \omega C$ (а следовательно, и мощность, попадающую в измерительный прибор), и необходимостью уменьшить шунтирующее действие сопротивления изоляции.

Достоинства емкостных преобразователей — простота устройства, высокая чувствительность и возможность получения малой инерционности преобразователя.

Недостатки — влияние внешних электрических полей, паразитных емкостей, температуры, влажности, относительная сложность схем включения и необходимость в специальных источниках питания повышенной частоты.

Ионизационные преобразователи. Преобразователи основаны на явлении ионизации газа или люминесценции некоторых веществ под действием ионизирующего излучения.

Если камеру, содержащую газ, подвергнуть облучению, например, β -лучами, то между электродами, включенными в электрическую цепь (рис. 8.16), потечет ток. Этот ток зависит от приложенного к электродам напряжения, от плотности и состава газовой среды,

размера камеры и электродов, свойств и интенсивности ионизирующего излучения и т. д. Эти зависимости используются для измерения различных неэлектрических величин (плотности и состава газовой среды, геометрических размеров деталей и т. д.)

В качестве ионизирующих агентов применяются α -, β - и γ -лучи радиоактивных веществ; значительно реже — рентгеновские лучи и нейтронное излучение.

Для измерения степени ионизации используются преобразователи — ионизационные камеры и ионизационные счетчики, работающие на различных участках вольт-амперной характеристики газового промежутка между двумя электродами. На рис. 8.17 показана зависимость тока I в камере (рис. 8.16) с постоянным составом

газа от приложенного напряжения U и интенсивности излучения J . На участке I характеристики ток увеличивается прямо пропорционально напряжению, затем рост его замедляется, и на участке II ток достигает насыщения. Это указывает на то, что все ионы, образующиеся в камере, достигают электродов. На участке III ионизационный ток снова начинает расти, что вызывается вторичной ионизацией при ударах первичных электронов и ионов о нейтральные молекулы. При дальнейшем увеличении напряжения (участок IV) ионизационный ток перестает зависеть от первоначальной ионизации и наступает непрерывный разряд (участок V), который уже не зависит от воздействия радиоактивного излучения.

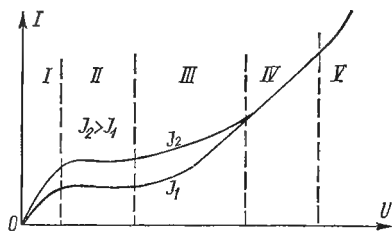


Рис. 8.17. Вольт-амперная характеристика ионизационного преобразователя

Ионизационные камеры работают на участках I и II вольт-амперной характеристики, а ионизационные счетчики — на участках III и IV .

Кроме ионизационных камер и счетчиков, в качестве ионизационных преобразователей применяются сцинтилляционные (люминесцентные) счетчики. Принцип действия этих счетчиков основан на возникновении в некоторых веществах — фосфорах (активированные серебром сернистый цинк, сернистый кадмий и др.) — под действием радиоактивных излучений световых вспышек (сцинтилляций), которые в счетчиках регистрируются фотоумножителями. Яркость этих вспышек, а следовательно, и ток фотоумножителя определяются радиоактивным излучением.

Выбор типа ионизационного преобразователя зависит в значительной мере от ионизирующего излучения.

Альфа-лучи (ядра атома гелия) обладают большой ионизирующей способностью, но имеют малую проникающую способность. В твердых телах α -лучи поглощаются в очень тонких слоях (еди-

нищи-десятки микрометров). Поэтому при использовании α -лучей α -излучатель необходимо помещать внутри преобразователя.

Бета-лучи представляют собой поток электронов (позитронов); они обладают значительно меньшей ионизирующей способностью, чем α -лучи, но зато имеют более высокую проникающую способность. Длина пробега β -частиц в твердых телах достигает нескольких миллиметров. Поэтому β -излучатель может располагаться как внутри, так и вне преобразователя.

Изменение расстояния между электродами, площади перекрытия электродов или положения источника α - и β -радиоактивного излучения относительно ионизационных камер или счетчиков сказывается на значении ионизационного тока. Поэтому указанные зависимости используются для измерения различных механических и геометрических величин.

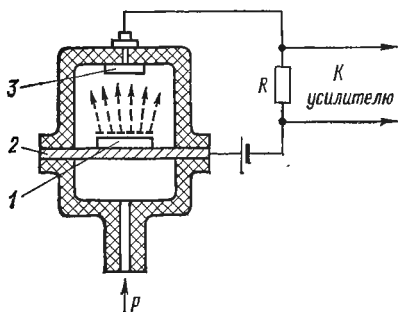


Рис. 8.18. Ионизационный мембранный манометр

На рис. 8.18 в качестве примера показано устройство ионизационного мембранного манометра, где 1 — α - или β -излучатель; 2 — мембрана; 3 — неподвижный электрод, изолированный от мембраны. Между электродами 2 и 3 приложена

разность потенциалов, достаточная для достижения тока насыщения. При изменении давления p мембрана прогибается, изменяя расстояние между электродами и значение ионизационного тока.

Проходя сквозь вещество, β -частицы взаимодействуют с электронами и ядрами вещества и поглощаются им. Часть β -частиц в результате взаимодействия отражается.

Поглощение β -частиц в функции толщины слоя вещества характеризуется следующим выражением:

$$N = N_0 e^{-\mu d},$$

где N — число β -частиц, прошедших слой вещества толщиной d ; N_0 — число β -частиц при отсутствии поглощающего вещества; μ — коэффициент ослабления.

Гамма-лучи представляют собой электромагнитные колебания весьма малой длины волны ($10^{-8} - 10^{-11}$ см), возникающие при радиоактивных превращениях. Гамма-лучи обладают большой проникающей способностью. Проходя сквозь вещество, γ -лучи ослабляются в соответствии с уравнением (для узкого пучка)

$$J = J_0 e^{-\mu d},$$

где J — интенсивность γ -лучей, прошедших через тело; J_0 — интенсивность поступающих в тело γ -лучей; d — толщина тела; μ — коэффициент ослабления.

Указанные зависимости дают возможность измерять толщины изделий, плотности жидкостей и газов и т. д.

Конструкции ионизационных камер и счетчиков разнообразны и зависят от вида излучения.

Для регистрации отдельных частиц, а также измерения небольших γ -излучений широко применяются газоразрядные счетчики.

Устройство газоразрядного счетчика приведено на рис. 8.19. Газоразрядный счетчик состоит из металлического цилиндра 1, внутри которого натянута тонкая вольфрамовая проволока 2. Оба эти электрода помещены в стеклянный цилиндр 3. Пространство между электродами заполняется газом при пониженном давлении.

Газоразрядные счетчики, работающие на начальной части III участка вольт-амперной характеристики (рис. 8.17), называются пропорциональными счетчиками. Счетчики, работающие на IV участке, называются счетчиками Гейгера — Мюллера. В пропорциональных счетчиках импульсы тока пропорциональны энергии частиц, в счетчиках Гейгера — Мюллера они не зависят от энергии частиц.

В качестве источников α -, β - и γ -излучений обычно используются радиоактивные изотопы. Источники излучения, применяемые в измерительной технике, должны иметь значительный период полураспада, достаточную энергию излучения (кобальт-60, стронций-90, плутоний-239 и др.).

Основное достоинство приборов, использующих ионизирующие излучения, заключается в возможности бесконтактных измерений. Это обстоятельство имеет очень большое значение в ряде случаев, как, например, при измерениях в агрессивных или взрывоопасных средах, а также в средах, находящихся под большим давлением или имеющих высокую температуру.

Основной недостаток этих приборов — необходимость применения биологической защиты при достаточной активности источника излучения.

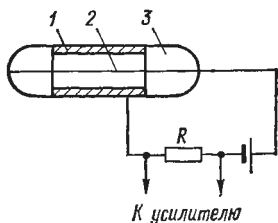


Рис. 8.19. Газоразрядный счетчик

8.3. Генераторные измерительные преобразователи

Общие замечания. В генераторных преобразователях выходной величиной являются э. д. с. или заряд, функционально связанные с измеряемой неэлектрической величиной.

Термоэлектрические преобразователи. Термоэлектрические преобразователи основаны на термоэлектрическом эффекте, возникающем в цепи термопары.

При разности температур точек 1 и 2 соединения двух разнородных проводников *A* и *B* (рис. 8.20, *a*), образующих термопару, в цепи термопары возникает термо-э. д. с. При неизменной темпе-

ратуре одной точки соединения ($t_2 = \text{const}$)

$$E_{A-B} = f(t_1) - C = f_1(t_1),$$

где t_1 — температура другой точки соединения. Эта зависимость используется в термоэлектрических преобразователях для измерения температуры.

Для измерения термо-э. д. с. электроизмерительный прибор (милливольтметр, потенциометр) должен быть включен в цепь термопары (рис. 8.20, б).

Точка соединения проводников (электродов) 1 называется рабочим концом термопары, точки 2 и 2' — свободные концы.

Чтобы термо-э. д. с. в цепи термопары однозначно определялась температурой рабочего конца, необходимо температуру свободных концов термопары поддерживать одинаковой и неизменной.

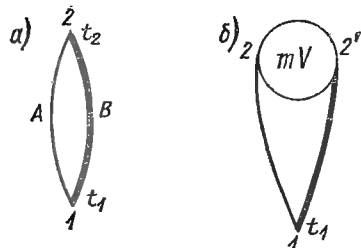


Рис. 8.20. Термопара (а) и способ включения прибора в цепь термопары (б)

Градуировка термоэлектрических термометров — приборов, использующих термопары для измерения температуры, — производится обычно при температуре свободных концов 0°C . Градуировочные таблицы для стандартных термопар также составлены при условии равенства температуры свободных концов 0°C . При практическом применении термоэлектрических термометров температура свободных концов термопары не равна 0°C , и поэтому необходимо вводить поправку.

Для изготовления термопар, применяемых в настоящее время для измерения температуры, используются в основном специальные сплавы. В табл. 8.1 приведены характеристики термопар в соответствии с ГОСТ 6616—74.

Для измерения высоких температур используются термопары типов ТПП, ТПР и ТВР. Термопары из благородных металлов (ТПП и ТПР) применяются при измерениях с повышенной точностью. В остальных случаях применяются термопары из неблагородных металлов (ТХА, ТХК).

Все стандартные термопары взаимозаменяемы. Градуировочные таблицы и допускаемые отклонения градуировочных характеристик приведены в ГОСТ 3044—77.

Электроды стандартных термопар выполняются из проволоки диаметром 0,5 мм — для термопар из благородных металлов и диаметром до 3,5 мм — для термопар из неблагородных металлов. Рабочий конец термопары образуется путем скручивания и сваривания электродов.

Для защиты от внешних воздействий (давления, агрессивных газов и т. д.) электроды, изолированные фарфоровыми бусами, поме-

Тип термопары	Наименование материалов электродов термопар	Термо-э. д. с. (при $t_{p.k} = 100^{\circ}\text{C}$, $t_{c.k} = 0^{\circ}\text{C}$), мВ	Верхний предел измеряемой температуры, $^{\circ}\text{C}$, при применении термопары	
			длительном	кратковременном
ТПП	Платинородий (10% родия) — платина	0,64	1300	1600
ТПР	Платинородий (30% родия) — платинородий (6% родия)	13,81 (при $t_{p.k} = 1800^{\circ}\text{C}$)	1600	1800
ТХА	Хромель (90% Ni + 10% Cr) — алюмель (94,83% Ni + 2% Al + 2% Mn + 1% Si + 0,17% Fe)	4,10	1000	1300
ТХК	Хромель — копель (56% Cu + 44% Ni)	6,90	600	800
ТВР	Вольфрамрений (5% рения) — вольфрамрений (20% рения)	1,33	1800	2500

Примечание. $t_{p.k}$ — температура рабочего конца; $t_{c.k}$ — температура свободных концов.

щаются в защитную арматуру, конструктивно похожую на арматуру терморезисторов (рис. 8.8, б). Кроме стандартных термопар, применяются другие термопары, отличающиеся по своим характеристикам от стандартных.

Для удобства стабилизации температуры свободных концов иногда целесообразно термопару удлинить с помощью так называемых удлинительных проводов, выполненных либо из соответствующих термоэлектродных материалов, либо из специально подобранных материалов, более дешевых, чем электродные, и удовлетворяющих условию термоэлектрической идентичности с основной термопарой в диапазоне возможных температур свободных концов (обычно от 0 до 100°C). Иначе говоря, эти удлинительные провода должны иметь в указанном интервале температур такую же зависимость термо-э. д. с. от температуры, как и у основной термопары.

Инерционность термопар в настоящее время характеризуется показателем тепловой инерции (см. терморезисторы).

Известны конструкции малоинерционных термопар, у которых показатель тепловой инерции составляет 5—20 с. Термопары в обычной арматуре имеют показатель тепловой инерции, равный нескольким минутам.

Индукционные преобразователи. Индукционные преобразователи основаны на использовании закона электромагнитной индукции, согласно которому э. д. с., индуцированная в катушке, имеющей w витков,

$$e = -w \frac{d\Phi}{dt},$$

где $\frac{d\Phi}{dt}$ — скорость изменения магнитного потока, сцепленного с катушкой.

Индукционные преобразователи применяются для измерения скорости линейных и угловых перемещений.

Выходной сигнал индукционных преобразователей может быть проинтегрирован или продифференцирован во времени с помощью электрических интегрирующих или дифференцирующих устройств. После этих преобразований сигнал становится пропорциональным соответственно перемещению или ускорению. Поэтому индукционные преобразователи используются также для измерения линейных и угловых перемещений и ускорений.

Наибольшее применение индукционные преобразователи получили в приборах для измерения угловой скорости (тахометрах) и в приборах для измерения параметров вибраций, т. е. для измерения линейных и угловых перемещений и ускорений (в виброметрах и акселерометрах).

Индукционные преобразователи для тахометров представляют собой небольшие (1—100 Вт) генераторы постоянного или

переменного тока обычно с независимым возбуждением от постоянного магнита, ротор которых механически связан с испытуемым валом. При использовании генератора постоянного тока об угловой скорости судят по э. д. с. генератора, а в случае применения генератора переменного тока угловую скорость можно определить по значению э. д. с. или ее частоте.

На рис. 8.21 показано устройство индукционного преобразователя для измерения скорости линейного перемещения, а также амплитуды перемещения и ускорения. Преобразователь представляет собой цилиндрическую катушку 1, перемещающуюся в кольцевом зазоре магнитопровода 2. Цилиндрический постоянный магнит 3 создает в кольцевом зазоре постоянное радиальное магнитное поле. Катушка при перемещении пересекает силовые линии магнитного поля, и в ней возникает э. д. с., пропорциональная скорости перемещения.

Погрешности индукционных преобразователей определяются главным образом изменением магнитного поля с течением времени и при изменении температуры, а также температурными изменениями сопротивления обмотки.

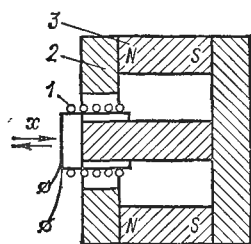


Рис. 8.21. Индукционный преобразователь

Основные достоинства индукционных преобразователей заключаются в сравнительной простоте конструкции, надежности работы и высокой чувствительности. Недостаток — ограниченный частотный диапазон измеряемых величин.

Пьезоэлектрические преобразователи. Пьезоэлектрические преобразователи основаны на использовании прямого пьезоэлектрического эффекта, заключающегося в появлении электрических зарядов на поверхности некоторых кристаллов (кварца, сегнетовой соли и др.) под влиянием механических напряжений.

Из кристалла кварца вырезается пластинка, грани которой должны быть перпендикулярны оптической оси Oz , механической оси Oy и электрической оси Ox кристалла (рис. 8.22, *a* и *b*).

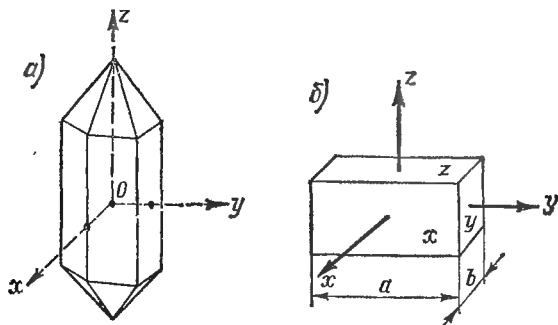


Рис. 8.22. Кристалл кварца (*a*) и пластинка (*b*), вырезанная из него

При воздействии на пластину усилия F_x вдоль электрической оси на гранях x появляются заряды

$$Q_x = kF_x,$$

где k — пьезоэлектрический коэффициент (модуль).

При воздействии на пластину усилия F_y вдоль механической оси на тех же гранях x возникают заряды

$$Q_y = -kF_y \frac{a}{b},$$

где a и b — размеры граней пластины.

Механическое воздействие на пластину вдоль оптической оси не вызывает появления зарядов.

Устройство и принцип действия пьезоэлектрического преобразователя для измерения давления газа показаны на рис. 8.23. Давление p через металлическую мембрану 1 передается на зажатые между металлическими прокладками 2 кварцевые пластинки 3. Шарик 4 служит для равномерного распределения давления по поверхности кварцевых пластинок. Средняя прокладка соединена

с выводом 5, проходящим через втулку из хорошего изоляционного материала.

При воздействии давления p между выводом 5 и корпусом преобразователя возникает разность потенциалов

$$U = \frac{2Q}{C_n + C_0} = 2 \frac{ks}{C_n + C_0} p,$$

где: Q — заряд, возникающий на пластинке кварца; C_n — емкость преобразователя; C_0 — емкость проводов и входной цепи прибора, измеряющего разность потенциалов; k — пьезоэлектрический модуль кварца; s — площадь поверхности мембраны, подверженная давлению.

По разности потенциалов U судят о значении давления p .

В пьезоэлектрических преобразователях главным образом применяется кварц, у которого пьезоэлектрические свойства сочетаются с высокой механической прочностью и высокими изоляционными качествами, а также с независимостью пьезоэлектрической

характеристики от температуры в широких пределах.

Используется также поляризованная керамика из титаната бария (BaTiO_3).

Размеры пластин и их число выбираются исходя из конструктивных соображений и требуемого значения заряда.

Заряд, возникающий в пьезоэлектрическом преобразователе, «стекает» по изоляции и входной цепи

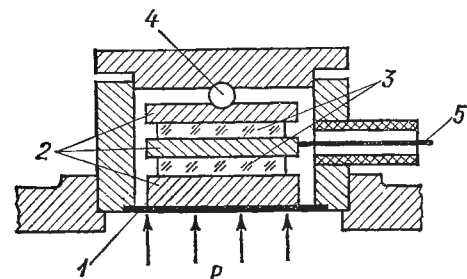


Рис. 8.23. Пьезоэлектрический преобразователь для измерения давления

измерительного прибора. Поэтому приборы, измеряющие разность потенциалов на пьезоэлектрических преобразователях, должны иметь высокое входное сопротивление (10^{12} — 10^{15} Ом), что практически обеспечивается применением электронных усилителей с высоким входным сопротивлением.

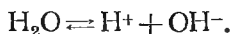
Из-за «стекания» заряда эти преобразователи используются для измерения только быстро изменяющихся величин (переменных усилий, давлений, параметров вибраций, ускорений и т. д.).

Гальванические преобразователи (преобразователи рН-метров). Реакция растворов (кислая, нейтральная, щелочная) зависит от концентрации водородных ионов. Концентрацию водородных ионов в растворе можно определить по разности потенциалов, которая возникает на электродах, опущенных в исследуемый раствор.

Рассмотрим зависимость свойства раствора от концентрации водородных ионов.

Дистиллированная вода имеет слабую, но вполне определенную электрическую проводимость, что объясняется ионизацией воды,

которая происходит по схеме



При равновесии процессов диссоциации (образования ионов) и воссоединения из ионов молекул воды произведение концентраций положительных $[\text{H}^+]$ и отрицательных $[\text{OH}^-]$ ионов в воде практически постоянно (при постоянной температуре) и равно:

$$[\text{H}^+] \cdot [\text{OH}^-] = 10^{-14}.$$

Так как из одной молекулы воды получается один положительный и один отрицательный ион, то в чистой воде

$$[\text{H}^+] = [\text{OH}^-] = 10^{-7}.$$

Таким образом растворы, в которых число ионов водорода $[\text{H}^+]$ и гидроксидов $[\text{OH}^-]$ одинаково, являются нейтральными.

Если в воде растворить вещество (кислоту), образующее при диссоциации ионы $[\text{H}^+]$, то концентрация $[\text{H}^+]$ в растворе увеличится. При этом согласно закону действующих масс концентрация $[\text{OH}^-]$ станет меньше, чем в нейтральном растворе, за счет воссоединения части образовавшихся ионов $[\text{H}^+]$ с ионами $[\text{OH}^-]$ именно в таком количестве, чтобы выполнялось условие постоянства произведения концентраций ионов $[\text{H}^+]$ и $[\text{OH}^-]$.

При растворении в воде щелочей концентрация $[\text{OH}^-]$ становится больше, а концентрация $[\text{H}^+]$ соответственно уменьшается.

Таким образом, концентрацией водородных ионов можно характеризовать любые растворы: кислые, нейтральные и щелочные.

Концентрацию водородных ионов удобно численно характеризовать водородным показателем

$$\text{pH} = -\lg[\text{H}^+].$$

Если, например, $[\text{H}^+] = 10^{-5}$, то $\text{pH} = 5$.

Для измерения концентрации водородных ионов, т. е. для определения pH, широко применяется метод, основанный на измерении электродного (пограничного) потенциала.

Если какой-либо металл погрузить в раствор, содержащий его одноименные ионы, то металл приобретает потенциал, зависящий от концентрации его ионов в растворе, в соответствии с уравнением

$$V = V_0 + \frac{RT}{nF} \ln C,$$

где V_0 — потенциал электрода при концентрации его ионов в растворе, равной единице; R — газовая постоянная; T — абсолютная температура; n — валентность ионов металла; F — число Фарадея; C — концентрация в растворе ионов металла электрода.

Аналогично ведет себя и водород.

Для получения электродного потенциала между водородом и раствором, содержащим ионы $[\text{H}^+]$, необходимо иметь так называемый водородный электрод. Водородный электрод можно создать,

воспользовавшись свойством водорода адсорбироваться на поверхности платины, иридия и палладия. Обычно водородным электродом служит покрытый платиновой чернью платиновый электрод, к которому непрерывно подводится газообразный водород. Потенциал такого электрода зависит от концентрации водородных ионов в растворе.

Практически измерить абсолютное значение пограничного потенциала нельзя; его можно измерить относительно другого потенциала. Поэтому гальванический преобразователь всегда состоит из двух полуэлементов, электрически соединенных друг с другом: рабочего (измерительного) полуэлемента, представляющего собой исследуемый раствор с электродом, и сравнительного (вспомогательного, образцового) полуэлемента с неизменным пограничным потенциалом, состоящего из электрода и раствора с постоянной концентрацией.

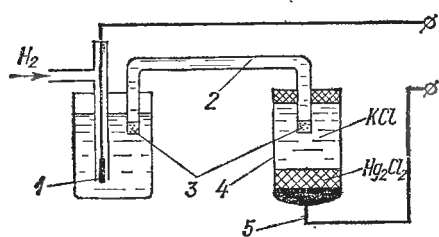


Рис. 8.24. Гальванический преобразователь

В качестве сравнительного полуэлемента может быть использован водородный электрод с нормальной постоянной концентрацией водородных ионов. При промышленных измерениях применяется более удобный сравнительный каломельный электрод.

На рис. 8.24 показано устройство преобразователя для измерения концентрации водородных ионов. Образцовым полуэлементом служит каломельный электрод. Он представляет собой стеклянный сосуд 4, на дно которого помещено небольшое количество ртути, а поверх нее — паста из каломели (Hg_2Cl_2). Сверху пасты налит раствор хлористого калия (KCl). Потенциал возникает на границе каломель — ртуть. Для контакта со ртутью в дно сосуда вставлен платиновый электрод 5.

Потенциал каломельного электрода зависит от концентрации ртути в каломели, а концентрация ионов ртути, в свою очередь, зависит от концентрации ионов хлора в растворе хлористого калия. В исследуемый раствор погружен водородный электрод 1. Оба полуэлемента соединены электролитическим ключом, представляющим собой трубку 2, обычно заполненную насыщенным раствором KCl и закрытую полупроницаемыми пробками 3. Э. д. с. такого преобразователя является функцией pH.

В приборах промышленного типа вместо рабочих водородных электродов используются более удобные сурьмяные или хингидронные электроды. Широко применяются также стеклянные электроды.

Для измерения э. д. с. гальванических преобразователей в основном используются компенсационные приборы. Для стеклянных электродов измерительная схема должна иметь высокое вход-

ное сопротивление, так как внутреннее сопротивление стеклянных электродов достигает 100—200 МОм.

При измерении рН с помощью гальванических преобразователей необходимо вносить поправки на влияние температуры.

8.4. Измерение температуры

Общие сведения. Диапазон измеряемых в настоящее время температур очень широк. Он включает значения температур, близкие к «абсолютному нулю» и достигающие нескольких тысяч градусов. Наиболее распространенные электрические приборы для измерения температуры и примерные данные диапазонов измерения и достигнутой точности приведены в табл. 8.2.

Таблица 8.2

Прибор	Диапазон измерения, °C	Погрешность, %
Контактные		
Термометры сопротивления с терморезисторами:		
из благородных металлов	$-260 \div +1300$	0,002
из неблагородных металлов	$-200 \div +200$	0,5
из полупроводниковых материалов	$-250 \div +300$	1,0
Термоэлектрические термометры с термопарами:		
из благородных металлов	$+20 \div +1800$	0,1
из неблагородных металлов	$-200 \div +1300$	1,0
из неблагородных тугоплавких металлов	$0 \div +2500$	1,0
Бесконтактные		
Пирометры излучения:		
радиационные	$+20 \div +4000$	1,0
оптические яркостные	$+100 \div +10000$	0,5
цветовые	$+900 \div +3000$	1,0

Измерение температур в области низких и средних значений производится в основном контактными методами с использованием наиболее распространенных на практике преобразователей — терморезисторов и термопар. При этом наивысшей точностью обладают приборы, использующие образцовые платиновые терморезисторы, а также появившиеся в последние годы кварцевые термопреобразователи с выходным сигналом в виде частоты электрических колебаний.

Приборы, основанные на бесконтактных методах измерения, используют энергию излучения нагретых тел без непосредственного контакта с объектом измерения. Эти приборы характеризуются широким диапазоном измерения, удобством расширения пределов в область высоких температур и ограниченной точностью.

Электрические термометры сопротивления. Прибор представляет собой терморезистор, включенный в измерительную схему, которой в большинстве случаев является равновесный или неравновесный мост.

Терморезистор может быть включен в мост по двухпроводной или трехпроводной схеме. Если терморезистор включается в одно из плеч моста с помощью двух проводов $R_{л1}$ и $R_{л2}$ (двухпроводная схема), прибор имеет погрешность за счет изменения сопротивления проводов при колебании окружающей температуры, рассчитываемую по формуле:

$$\Delta t = \frac{\Delta R_{л}}{R_{т} \alpha_{т}},$$

где $\Delta R_{л}$ — изменение сопротивления соединительных проводов ($R_{л} = R_{л1} + R_{л2}$); $R_{т}$ и $\alpha_{т}$ — начальное сопротивление терморезистора (при $t = 0^{\circ}\text{C}$) и его температурный коэффициент.

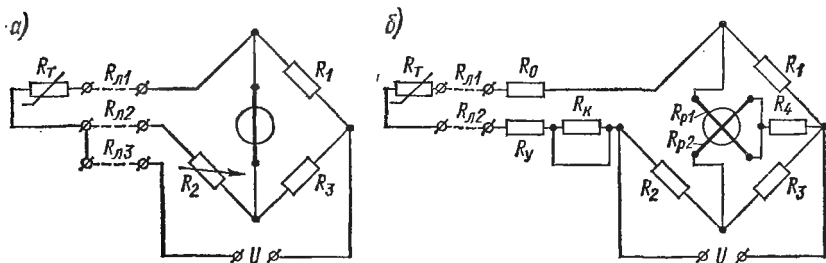


Рис. 8.25. Мостовая трехпроводная (а) и мостовая двухпроводная с логометром (б) схемы включения преобразователей термометра сопротивления

Для уменьшения погрешности от колебаний температуры соединительных проводов применяется трехпроводная схема (рис. 8.25, а). В этой схеме два провода включены в соседние плечи моста, а третий — в диагональ питания.

При работе этой схемы в равновесном режиме и при выполнении условий $R_1 = R_3$, $R_{л1} = R_{л2}$ погрешность от изменения сопротивления проводов отсутствует. При работе же в неравновесном режиме погрешность будет значительно меньше, чем в двухпроводной схеме.

Существенное влияние на работу мостовой схемы в неравновесном режиме оказывает изменение напряжения питания.

На рис. 8.25, б дана мостовая неравновесная схема с логометром, в которой исключается влияние изменения напряжения питания. Три плеча моста образованы манганиновыми резисторами R_1 , R_2 и R_3 . Четвертое плечо состоит из терморезистора $R_{т}$, включенного по двухпроводной схеме, и резисторов R_0 , R_Y и R_K . В схеме имеется также резистор R_4 (пятое плечо моста).

Резистор R_0 служит для подгонки нулевой точки шкалы (для уравнивания моста при начальной измеряемой температуре).

Резистор R_y (уравнительный) дополняет сопротивление проводов до значения, принятого при градуировке (5 или 15 Ом). Для подгонки сопротивления R_y в схеме предусмотрен резистор R_k (контрольный), сопротивление которого равно сопротивлению терморезистора, соответствующему определенной отметке на шкале прибора. Включив R_k вместо R_T в плечо моста, уменьшают сопротивление R_y до тех пор, пока стрелка логометра не станет на указанную выше отметку шкалы. После этого резистор R_k закорачивают.

Если сопротивление резистора R_1 выбрано равным сопротивлению плеча моста с терморезистором при среднем значении температур, измеряемых прибором, и $R_1 = R_3$; $R_{p1} = R_{p2} = R_p$ (R_{p1} и R_{p2} — сопротивления рамок логометра), то отношение токов в рамках логометра можно представить следующим образом:

$$\frac{I_{p1}}{I_{p2}} = \frac{R_p + \frac{R_1}{R_2} R_p + R_1 + \frac{\Delta R_T}{R'_T} (R_p + R_1 + R_4)}{R_p + \frac{R_1}{R_2} R_p + R_1 - \frac{\Delta R_T}{R'_T} R_1},$$

где ΔR_T — изменение сопротивления терморезистора при отклонении температуры от среднего значения; $R'_T = R_0 + R_y + R_{T, \text{ср}}$ ($R_{T, \text{ср}}$ — сопротивление терморезистора при среднем значении температур, измеряемых прибором).

Как видно из уравнения, отношение токов зависит от ΔR_T , а, следовательно, показания логометра зависят от измеряемой температуры.

Для уменьшения погрешности от изменения сопротивления проводов в этой схеме возможно трехпроводное включение преобразователя.

Промышленностью выпускаются автоматические мосты, осуществляющие измерение, регистрацию и регулирование температуры в одной или нескольких точках. Автоматические мосты типа КСМ, применяемые с медными или платиновыми терморезисторами, имеют класс точности 0,5.

Термоэлектрические термометры. Термометры состоят из термоэлектрического преобразователя (термопары) и измерительного устройства (милливольтметра или потенциометра).

На рис. 8.26 приведена схема термоэлектрического термометра с милливольтметром, в которой: Tn — термопара; $УП$ и $СП$ — соответственно удлинительные и соединительные провода; mV — милливольтметр; R_y — уравнительный резистор (манганин).

Показания милливольтметра

$$U = \frac{E_{Tn}}{R_{вн} + R_{mV}} R_{mV},$$

где E_{Tn} — э. д. с. термопары; $R_{вн}$ — внешнее сопротивление ($R_{вн} = R_{Tn} + R_{np} + R_y$); R_{Tn} , R_{np} , R_y и R_{mV} — соответственно сопро-

тивления термопары, проводов, уравнивающего резистора и милливольтметра.

Как видно из приведенной формулы, показания милливольтметра при постоянных $R_{\text{вн}}$ и R_{mV} определяются значением э. д. с. термопары и, следовательно, измеряемой температурой. Шкала прибора в этом случае может быть отградуирована в градусах с указанием типа термопары и выбранного значения внешнего сопротивления. Для подгонки внешнего сопротивления до значения, при котором производилась градуировка (0,6; 5; 15 или 25 Ом), используется уравнивающий резистор R_y .

В этих термометрах возможна погрешность от изменения сопротивления термопары и проводов. Сопротивление термопары изменяется с изменением глубины погружения, т. е. с изменением соотношения нагретой и холодной частей термопары. Кроме того, изменение глубины погружения термопары вызывает также изменение

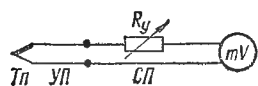


Рис. 8.26. Термоэлектрический термометр

погрешности, обусловленной наличием тепловых потерь преобразователя. Поэтому глубина погружения термопары выбирается в соответствии с паспортными данными термопары и не должна произвольно изменяться.

Сопротивление проводов изменяется при колебаниях температуры воздуха. Для уменьшения влияния изменения сопротивления термопары и проводов целесообразно применять милливольтметры с малым потреблением (с большим внутренним сопротивлением).

Изменение температурных условий влияет на милливольтметр (на сопротивление рамки), что тоже вызывает погрешность.

Изменение температуры свободных концов термопары приводит к изменению показаний милливольтметра. Для устранения влияния температуры свободных концов применяются различные методы введения поправок.

Если милливольтметр имеет шкалу в милливольтах, то к показанию милливольтметра прибавляется (с учетом знака) поправка, равная значению термо-э. д. с., соответствующей отклонению температуры свободных концов термопары от 0°C . Поправка положительна, если $t_x > 0^\circ \text{C}$ и $t_{\text{с.к.}} > 0^\circ \text{C}$; или $t_x < 0^\circ \text{C}$ и $t_{\text{с.к.}} < 0^\circ \text{C}$; поправка отрицательна, если $t_x > 0^\circ \text{C}$ и $t_{\text{с.к.}} < 0^\circ \text{C}$ или $t_x < 0^\circ \text{C}$ и $t_{\text{с.к.}} > 0^\circ \text{C}$ ($t_{\text{с.к.}}$ и t_x — соответственно температура свободных концов и измеряемая).

При шкале милливольтметра, отградуированной в градусах для определенной градуировки термопары, необходимо к показаниям милливольтметра прибавить с учетом знака поправку, равную отклонению температуры свободных концов от 0°C , умноженному на коэффициент k . Этот коэффициент, учитывающий нелинейность функции преобразования термопары, зависит от измеряемой температуры. Для грубых подсчетов можно принять $k = 0,8 \div 1,0$ для термопар из неблагородных металлов, и $k = 0,5 \div 0,6$ для

термопар из благородных металлов. Используются также методы автоматического и полуавтоматического введения поправок.

Полуавтоматический способ заключается в том, что при отключенной термопаре стрелка милливольтметра корректором устанавливается на отметку шкалы, соответствующую значению поправки в градусах, рассчитанной вышеуказанным способом. После этого прибор будет автоматически вводить нужную поправку. При изменении температуры свободных концов необходимо соответственно изменить положение стрелки милливольтметра при отключенной термопаре.

На рис. 8.27 приведена схема термометра с автоматическим введением поправки. Для этого последовательно в цепь термопары и милливольтметра включается неравновесный мост, в котором резистор R_1 выполнен из меди и находится в зоне температуры свободных концов термопары; резисторы R_2 , R_3 и R_4 сделаны из манганина.

При градуировке мост находится в равновесном состоянии. При отклонении температуры свободных концов термопары в процессе эксплуатации от значения, при котором производилась градуировка, на диагонали моста $a-b$ появляется разность потенциалов, суммирующаяся с термо-э. д. с. термопары. Характеристики моста подобраны так, что изменение термо-э. д. с. от колебаний температуры свободных концов практически полностью компенсируется сигналом, снимаемым с моста.

Чувствительность моста регулируется с помощью резистора R_5 .

В термоэлектрических термометрах для измерения э. д. с. термопары используются автоматические потенциометры, применение которых приводит к увеличению точности измерения температуры. Повышение точности объясняется более высоким, чем у милливольтметров, классом точности потенциометров, а также отсутствием влияния изменения сопротивлений термопары и проводов.

Ввод поправки на изменение температуры свободных концов термопары в этих приборах осуществляется с помощью терморезистора (медного, никелевого), помещенного в зону температуры свободных концов (см. гл. 5).

Автоматические потенциометры типа КСП класса точности 0,5 со стандартными термопарами используются для измерения, регистрации, а также регулирования температуры.

Кварцевые термометры. Термометры состоят из кварцевого термочувствительного генератора и частотомера.

Преобразователь кварцевого термометра основан на термочувствительных свойствах кварца, которые проявляются при опре-

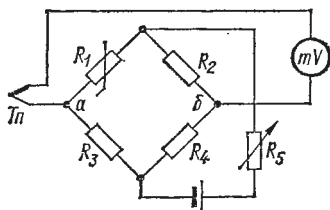


Рис. 8.27. Термоэлектрический термометр с автоматическим вводом поправки на температуру свободных концов термопары

деленной ориентации среза чувствительного элемента (диска) из кристалла кварца. Использование прямого и обратного пьезоэффекта в сочетании с термочувствительными свойствами чувствительного элемента, включенного в резонансный контур генератора, позволяет получить на выходе последнего электрический сигнал, частота которого является функцией температуры. Уравнение преобразования кварцевого термопреобразователя в диапазоне температур $0 \div +100^\circ\text{C}$ имеет вид:

$$f_t = f_0 + S_f t,$$

где f_0 и f_t — частоты генерируемых колебаний при температурах $t_0 = 0^\circ\text{C}$ и измеряемой t ; S_f — чувствительность преобразователя.

Чувствительность кварцевых термопреобразователей достигает значений 200—1000 Гц/К, что позволяет с их помощью определять изменение температуры порядка 0,01—0,001 $^\circ\text{C}$. Кварцевые термометры могут работать в диапазоне температур от -260 до $+500^\circ\text{C}$, но наименьшую погрешность (0,05—0,005 $^\circ\text{C}$) они имеют в диапазоне $0 \div +100^\circ\text{C}$, где возможна их высокоточная градуировка.

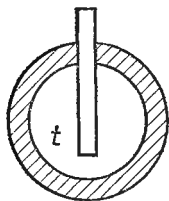


Рис. 8.28. Расположение теплочувствительного преобразователя термометра сопротивления для измерения температуры

Высокая точность кварцевых термометров объясняется, в основном, повышенной стабильностью преобразователя и высокими метрологическими характеристиками измерителей частоты (см. гл. 6). Недостаток этих термометров — ограниченная взаимозаменяемость, объясняемая разбросом параметров преобразователей f_0 и S_f .

Погрешности, обусловленные тепловыми потерями термопреобразователей. Любой термометр, по существу, измеряет температуру теплочувствительного элемента своего преобразователя, помещенного в газовую или жидкую среду. Температура же теплочувствительного элемента всегда отличается от температуры среды.

Разность температур среды и теплочувствительной части преобразователя объясняется наличием постоянного теплообмена между средой и преобразователем вследствие тепловых потерь.

Предположим, что преобразователь термометра погружен в измеряемую среду (рис. 8.28). Нижний конец преобразователя, содержащий чувствительную часть, находится в измеряемой среде, а верхний выступающий конец — вне ее. Допустим, что температура окружающего воздуха, в котором находится выступающий конец преобразователя, ниже, чем температура t контролируемой среды. Тогда от более нагретого конца преобразователя теплота будет переходить в менее нагретый выступающий конец и рассеиваться в окружающем пространстве. Этот процесс будет продолжаться до тех пор, пока температура контролируемой среды и температура воздуха различны. На всем пути потока теплоты

должен существовать градиент температуры, который обуславливает возникновение погрешности, т.е. разность температур среды и преобразователя.

Аналогичная погрешность возникает при потерях теплоты в результате лучистого теплообмена преобразователя с окружающими телами (стенками, ограничивающими контролируемую среду).

Анализ показывает, что для уменьшения этих погрешностей необходимо улучшать условия теплообмена теплочувствительной части преобразователя с контролируемой газовой или жидкой средой и уменьшать потери теплоты преобразователя.

Практически уменьшение погрешностей достигается размещением теплочувствительной части преобразователя в том месте, где скорость перемещения среды наибольшая, выступающая часть преобразователя для уменьшения потерь теплоты тщательно изолируется.

Изменение теплообмена преобразователя с окружающей средой приводит к изменению показаний термометра. Поэтому глубина погружения преобразователей термометров не должна произвольно изменяться.

Пирометры излучения. Пирометрами называются приборы для измерения температуры, основанные на использовании энергии излучения нагретых тел.

Достоинство этих приборов состоит в том, что они не искажают температурного поля объекта измерения (измерение осуществляется бесконтактным способом) и не имеют ограничения для расширения предела измерения в сторону высоких температур.

Принцип действия пирометров излучения основан на зависимости энергии излучения нагретых тел от их температуры.

Законы температурного излучения совершенно точно определены лишь для абсолютно черного тела.

Температурное излучение характеризуется переносимой им энергией. Количество лучистой энергии в лучах длиной волны от λ до $(\lambda + d\lambda)$, излучаемой телом с единицы поверхности в единицу времени, называется монохроматической интенсивностью излучения. Количество лучистой энергии, излучаемой при данной температуре единицей поверхности тела в единицу времени для всех длин волн от $\lambda = 0$ до $\lambda = \infty$, называется интегральной интенсивностью излучения.

Для абсолютно черного тела зависимость монохроматической интенсивности излучения от температуры тела и длины волны выражается уравнением

$$J_{\lambda}^n = C_1 \lambda^{-5} (e^{C_2/(\lambda T)} - 1)^{-1},$$

где C_1 и C_2 — постоянные; λ — длина волны, для которой определяется интенсивность излучения; e — основание натуральных логарифмов; T — абсолютная температура.

Зависимость $J_{\lambda}^n = f(T)$, описываемая последним уравнением, положена в основу измерения температуры при помощи оптических пирометров.

Логарифм отношения интенсивностей излучения при двух длинах волн λ_1 и λ_2 равен

$$\ln \frac{J_{\lambda_1}^q}{J_{\lambda_2}^q} = \ln J_{\lambda_1}^q - \ln J_{\lambda_2}^q = C_1 + \frac{C_2}{T},$$

где C_1 и C_2 — постоянные коэффициенты. Полученная зависимость используется при измерении температуры цветовыми пирометрами.

Для абсолютно черного тела зависимость интегральной интенсивности излучения от температуры тела

$$S^q = \int_{\lambda=0}^{\infty} C_1 \lambda^{-5} (e^{C_2/(\lambda T)} - 1)^{-1} d\lambda = \sigma T^4,$$

где σ — постоянный коэффициент.

На этом законе основано измерение температуры радиационными пирометрами.

Монохроматическая и интегральная интенсивности излучения всякого физического тела всегда меньше, чем у абсолютно черного тела, при одинаковой температуре.

Для физических тел

$$J_{\lambda} = \epsilon_{\lambda} J_{\lambda}^q; \quad S = \epsilon S^q,$$

где ϵ_{λ} — коэффициент монохроматического излучения, меньший единицы; ϵ — коэффициент интегрального излучения, меньший единицы.

Значения ϵ_{λ} и ϵ различных физических тел различны и зависят от многих трудно учитываемых факторов: от состава вещества, состояния поверхности тела, температуры тела и т. д. Поэтому градуировка пирометров излучения производится по излучению абсолютно черного тела. При измерении температуры физического тела возникает погрешность, которую можно учесть, если известны коэффициенты ϵ_{λ} и ϵ .

Если коэффициенты монохроматического излучения тела в двух длинах волн равны, то логарифм отношения интенсивностей излучения не зависит от ϵ_{λ} . Поэтому в цветовых пирометрах при указанных условиях не требуется вводить поправку на неполноту излучения объекта.

В оптическом пирометре интенсивность излучения нагретого тела измеряется путем сравнения в монохроматическом свете яркости исследуемого тела с яркостью нити лампы накаливания. Пирометр предварительно градуируется по излучению абсолютно черного тела.

Под яркостью понимается отношение силы света в данном направлении к проекции светящейся поверхности на плоскость, перпендикулярную тому же направлению. Два тела, имеющие в одном направлении одинаковую яркость, обладают одинаковой интенсивностью излучения.

На рис. 8.29 показана схема, поясняющая устройство и принцип действия оптического пирометра. В этом пирометре яркость исследуемого тела сравнивается с яркостью нити фотометрической лампы 4. Яркость нити лампы, накаливаемой от аккумулятора *Б*, регулируется реостатом *Р* и контролируется вольтметром *В*. Фотометрическая лампа встроена в телескоп, имеющий объектив 2 и окуляр 5. При измерении температуры телескоп направляют на исследуемое тело 1, и при этом передвижением объектива и окуляра добиваются получения четкого изображения тела и нити фотометрической лампы в одной плоскости.

Изменяя ток в фотометрической лампе, добиваются совпадения яркости нити и исследуемого тела. Отсчет показаний в момент совпадения яркости производится по шкале вольтметра, который градуируется в градусах температуры абсолютно черного тела.

Иногда для повышения точности измерения тока или падения напряжения на нити фотометрической лампы применяется потенциометр постоянного тока.

Для того чтобы интенсивности излучения сравнивались в спектре монохроматических лучей, в пирометре предусмотрен красный светофильтр 6, пропускающий лучи длиной 0,62 мкм и выше. Человеческий глаз чувствителен к лучам длиной волны до 0,73 мкм. Таким образом, сравнение интенсивностей излучения происходит практически в узком спектре 0,62—0,73 мкм.

Нить фотометрической лампы допустимо накаливать до определенной температуры (1400°C), а поэтому для расширения предела измеряемых температур в пирометре имеется ослабляющий светофильтр 3, уменьшающий яркость исследуемого тела в определенное число раз.

Основная погрешность оптического пирометра обусловлена неполнотой излучения реальных физических тел.

Наша промышленность выпускает оптические пирометры, с помощью которых можно производить измерения в широком диапазоне температур, например, ЭОП-66 (800—10 000°C).

Основные требования к техническим характеристикам оптических пирометров даны в ГОСТ 8335—74.

В радиационных пирометрах интегральная интенсивность излучения воспринимается теплочувствительным элементом (обычно термопарей). На рис. 8.30 показана схема, поясняющая устройство и принцип действия такого пирометра.

Внутри телескопа, имеющего объектив 2 и окуляр 5, расположена помещенная в стеклянной колбе термопарея из последовательно включенных термопар (например, хромель-копелевых) 3.

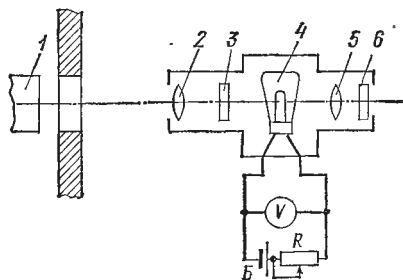


Рис. 8.29. Оптический пирометр

Рабочие концы термопар находятся на платиновом лепестке, покрытом платиновой чернью.

Телескоп наводится на объект измерения так, чтобы лепесток перекрывался изображением объекта 1 и вся энергия излучения падала на рабочие концы термопар. Термо-э. д. с. термопары является функцией мощности излучения, а следовательно, и температуры тела. Для защиты глаза при наводке телескопа предусмотрен светофильтр 4.

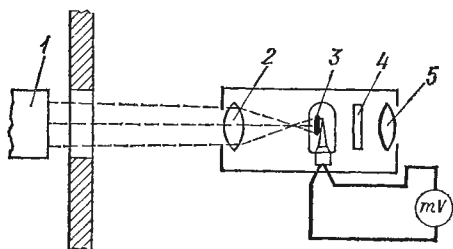


Рис. 8.30. Радиационный пирометр

погрешность от неполноты излучения физических тел. Точность радиационных пирометров ниже точности оптических.

Для измерения температур в широком диапазоне выпускается несколько типов радиационных пирометров. Среди них, например, пирометры типа РАПИР, предназначенные для измерения температур в пределах 100—4000°C.

Основные параметры радиационных пирометров регламентированы ГОСТ 6923—74 и 10627—71.

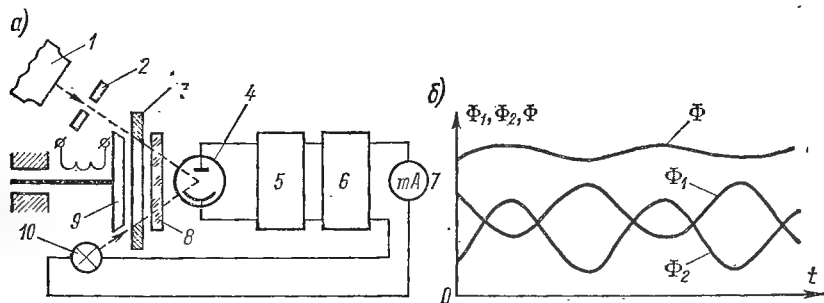


Рис. 8.31. Схема (а) и диаграмма (б) световых потоков фотоэлектрического яркостного пирометра

В фотоэлектрических пирометрах для измерения интенсивности излучения объекта применяются фотопреобразователи (фотоэлементы).

На рис. 8.31 приведена упрощенная структурная схема фотоэлектрического яркостного пирометра.

Фотоэлемент 4 освещается с одной стороны от объекта измерения 1 через диафрагмы 2, 3 и светофильтр 8, с другой стороны — от лампочки накаливания 10 (через ту же диафрагму 3 и светофильтр 8). Диафрагма 3 перекрывается колеблющимся якорем 9 электромагнита таким образом, что на фотоэлемент попадают изменяющиеся

во времени световые потоки Φ_1 и Φ_2 обоих источников излучения; при этом фазы переменных (синусоидальных) составляющих обоих потоков сдвинуты на 180° (рис. 8.31, б).

Результирующий световой поток Φ , имеющий переменную составляющую, амплитуда которой определяется разностью амплитуд переменных составляющих световых потоков Φ_1 и Φ_2 , преобразуется фотоэлементом в фототок.

Переменная составляющая фототока усиливается усилителем переменного тока 5, выпрямляется фазочувствительным выпрямителем 6 и в виде постоянного тока направляется в миллиамперметр 7 и лампу накаливания 10.

Таким образом, в этом приборе осуществляется компенсационное преобразование. Благодаря отрицательной обратной связи через световой поток ламп, показания прибора не зависят от нестабильности характеристик фотоэлемента, усилителя и фазочувствительного выпрямителя.

В этом пирометре используется сурьмяно-цезиевый фотоэлемент, который в сочетании со светофильтром делает прибор чувствительным к узкому спектру волн, близкому к спектру, воспринимаемому оптическим пирометром. Это позволяет градуировать фотоэлектрический пирометр по образцовому оптическому пирометру.

Рассматриваемый фотопирометр сочетает сравнительно высокую точность (основная погрешность $\pm 1\%$ верхнего предела измерения), присущую оптическим пирометрам, и автоматическую работу, что характерно для радиационных пирометров.

Пирометр имеет несколько диапазонов измерения. Переход с одного диапазона на другой осуществляется заменой диафрагмы 2.

Выпускается несколько типов цветowych фотоэлектрических пирометров, предназначенных для автоматического непрерывного измерения, регистрации и регулирования температуры расплавленных металлов и сплавов. Например, пирометр Спектропир-6 работает в диапазоне температур $900-2200^\circ\text{C}$, основная погрешность $\pm 1\%$.

8.5. Измерение геометрических и механических величин

Общие сведения. Для измерения геометрических размеров (линейных или угловых) применяются преобразователи перемещения (реостатные, индуктивные, емкостные). Такие механические величины, как силы, давления, моменты, обычно предварительно преобразуются в деформацию, механическое напряжение или перемещение с последующим преобразованием в электрические величины с помощью соответствующих преобразователей (тензорезистивных, пьезоэлектрических, реостатных и др.).

подавляющее большинство преобразователей и приборов для измерения геометрических и механических величин относится к числу аналоговых. Имеются, однако, и цифровые преобразователи и приборы указанного назначения. К их числу относятся

кодирующие линейки, диски (см. гл. 6), используемые при измерении линейных и угловых размеров в машиностроении, индукционные цифровые тахометры, применяемые для измерения угловой скорости вращения и др.

Таблица 8.3

Тип преобразователя	Измеряемые размеры, мм							Погрешность, %
	10^{-4}	10^{-3}	10^{-2}	10^{-1}	1	10	10^2	
Аналоговые:								
реостатный								0,05
емкостный								0,5
индуктивный								0,5
Цифровой считывания								0,05

Примерные данные по диапазонам измерения размеров и точности наиболее распространенных преобразователей в машиностроении приведены в табл. 8.3.

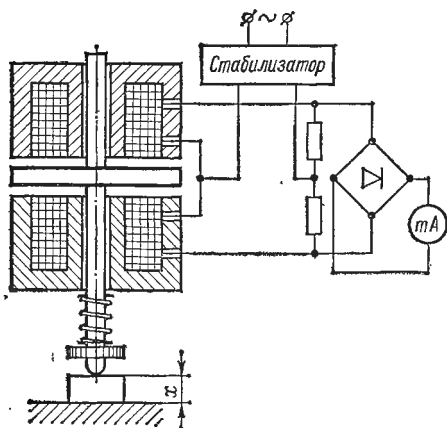


Рис. 8.32. Схема прибора с индуктивным преобразователем для измерения малых перемещений

Прибор для измерения малых перемещений. В качестве примера рассмотрим прибор с индуктивным преобразователем.

На рис. 8.32 приведена схема прибора с дифференциальным индуктивным преобразователем. Схема включения преобразователя представляет собой неравновесный мост. Мост питается от стабилизатора переменного тока, выходной сигнал моста через выпрямитель подается на миллиамперметр. Показания миллиамперметра определяются положением якоря

индуктивного преобразователя. Один из приборов, выполненный по этой схеме, предназначен для контроля линейных размеров деталей в процессе обработки 1—4 классов точности. Прибор имеет два предела измерения: 0,03—0,3 и 0,02—0,12 мм. Статическая характеристика в пределах измерения линейна. Чувствительность прибора 5 мкА/мкм.

Для измерения малых перемещений с высокой точностью находят применение приборы с преобразователями, включающими в себя оптические интерферометры. В этих преобразователях

интерференционные полосы преобразуются в число импульсов, которое измеряется электрическим прибором.

Для измерения сравнительно больших перемещений (до 1 м) с малой погрешностью (0,1—1 мкм) в настоящее время стали применять интерферометры с лазерами.

Для измерения геометрических размеров (перемещений) в устройстве числового программного управления металлорежущими станками широко используются кодирующие измерительные преобразователи линейных и угловых перемещений (ГОСТ 20964—75 и 20965—75). Пределы допустимых погрешностей для преобразователей высшего класса точности составляют: 1" — для угловых размеров (в пределах 360° угла поворота) и 0,3 мкм — для линейных размеров (для перемещений в пределах до 10 мм).

Приборы с лазерами (оптическими квантовыми генераторами) для измерения геометрических величин. Лазеры получили применение для измерения различных величин и в том числе для измерения геометрических величин. Оптические квантовые генераторы (ОКГ) применяются при измерении больших расстояний до объектов методами радиолокации. В этом случае на объект посылаются либо импульсные, либо непрерывные сигналы. Временной интервал между генерируемым и отраженным импульсами или сдвиг по фазе между генерируемым и отраженным сигналом пропорциональны измеряемому расстоянию. Измеряя временной интервал (сдвиг по фазе) (см. гл. 6), можно судить об измеряемом расстоянии. Например, лазерный дальномер типа ГД-314 расстояние до 2000 м измеряет с погрешностью ± 2 см.

При измерении малых расстояний (от метра до долей микрометра) используются лазерные интерферометры. В этих приборах производится сложение двух световых потоков, излучаемых лазером, один из которых проходит постоянный путь, а второй имеет путь, зависящий от измеряемого расстояния. Сложение потоков приводит к усилению или ослаблению суммарного потока в зависимости от разности фаз потоков, т. е. в зависимости от измеряемого расстояния.

На рис. 8.33 показано устройство лазерного прибора для измерения перемещения объекта (детали). Лазер излучает световой поток Φ , который разделяется на два потока Φ_1 и Φ_2 с помощью полупрозрачного наклоненного зеркала 2. Поток Φ_1 , отражаясь от зеркала 2, а затем от зеркала 3, попадает на фотозадающий элемент 1. Поток Φ_2 проходит через зеркало 2, отражается от объекта 4, затем от зеркала 2 и попадает на фотозадающий элемент 1. В фотозадающем элементе 1

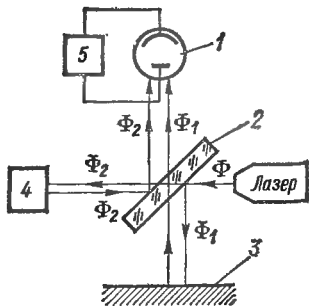


Рис. 8.33. Прибор с лазером для измерения перемещения объекта

потоки складываются, и при изменении расстояния до объекта интенсивность суммарного потока будет изменяться, что вызовет модуляцию фототока. Число подсчитанных с помощью счетчика 5 периодов фототока k и перемещение объекта на расстояние L_x связаны соотношением

$$L_x = k \frac{\lambda}{2},$$

где λ — длина волны света.

При измерении расстояния до 1 м погрешность составляет 0,1—1 мкм.

Лазеры применяются в приборах для измерения скорости перемещения объектов. При этом используется изменение частоты излучения (эффект Доплера).

Прибор для измерения давления (манометр). Для измерения давлений широко используются тензорезисторы. На рис. 8.34 приведена схема, поясняющая принцип действия и устройство манометра, предназначенного для измерения давлений. Схема включает измерительный

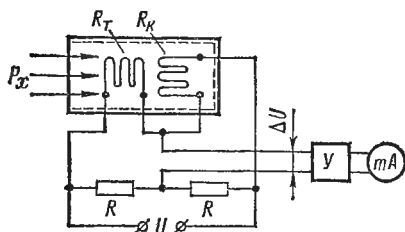


Рис. 8.34. Манометр с тензочувствительными преобразователями

цилиндр с наклеенными проводящими тензорезисторами R_T и R_K , включенными в мост, и усилитель $У$ с миллиамперметром на выходе.

Деформация поверхности цилиндра зависит от давления следующим образом:

$$\epsilon_l = \frac{p_x r}{Eh},$$

где p_x — измеряемое давление; r и h — соответственно радиус и толщина стенок цилиндра; E — модуль упругости стали.

Деформация ϵ_l воспринимается рабочим тензорезистором R_T . Компенсационный тензорезистор R_K , наклеенный вдоль образующей цилиндра, служит для температурной компенсации.

При постоянстве питающего мост напряжения сигнал на выходе моста ΔU пропорционален измеряемому давлению.

Диапазон измеряемых давлений $5 \cdot 10^4$ — 10^7 Па; приведенная погрешность $\pm 1,5\%$.

Благодаря хорошим динамическим свойствам тензорезисторные манометры находят применение для измерения быстро меняющихся давлений. В этом случае выходное напряжение моста с тензорезисторами регистрируется с помощью светолучевого или электроннолучевого осциллографа.

Прибор для измерения скорости (расхода) жидкости. Для измерения скорости (расхода) электропроводной жидкости может применяться индукционный расходомер, принцип действия которого

основан на том, что при движении потока электропроводной жидкости в магнитном поле, согласно закону электромагнитной индукции, в ней наводится э. д. с.

На рис. 8.35 показано устройство индукционного расходомера. В трубе 1 из немагнитного материала протекает электропроводная жидкость. Поток жидкости пронизывается переменным магнитным полем, создаваемым электромагнитом 2. В потоке возникает э. д. с., которая подводится в измерительное устройство ЭИУ с помощью электродов 3 и 4.

Э. д. с. на электродах

$$E = k\omega B dv,$$

где k — коэффициент; ω — угловая частота магнитного потока; B — индукция магнитного потока; d — внутренний диаметр трубы; v — средняя (по сечению трубы) скорость жидкости.

Э. д. с. на электродах можно выразить через расход жидкости следующим образом:

$$E = \frac{4k\omega B}{\pi d} Q,$$

где $Q = \frac{v\pi d^2}{4}$ — расход, т. е. количество жидкости, проходящей через поперечное сечение трубы в единицу времени.

Преобразователи этих расходомеров практически безынерционны, поэтому индукционный расходомер целесообразно использовать для измерения переменных во времени расходов. Показания индукционного расходомера не зависят от физических параметров жидкости (давления, температуры, плотности, вязкости). Кроме того, в отличие от других известных расходомеров этот расходомер не создает дополнительного сопротивления для потока жидкости.

Индукционный расходомер имеет погрешность, обусловленную появлением дополнительных паразитных э. д. с., наводимых в цепи электродов. Основная погрешность таких расходомеров находится в пределах 1,0—2,5%.

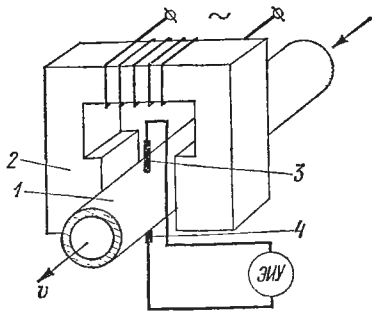


Рис. 8.35. Индукционный расходомер

8.6. Измерение концентрации жидкой и газообразной среды

Общие сведения. Методы и приборы для измерения концентрации жидких и газообразных сред основываются на использовании физико-химических явлений, происходящих в исследуемых средах. Наибольшее применение в приборах, предназначенных для хими-

ческого анализа, получили электролитические преобразователи, преобразователи рН-метров и перегревные терморезисторы.

Приборы для измерения концентрации растворов по водородному показателю (рН-метры). Приборы, предназначенные для анализа жидких растворов по водородному показателю рН, называются рН-метрами; они широко применяются для контроля различных химических процессов.

Эти приборы состоят из гальванического преобразователя и измерительного устройства.

На практике используются различные по конструкции и применяемым полужеламентам гальванические преобразователи, выбор которых определяется пределами измерения рН и условиями эксплуатации преобразователей.

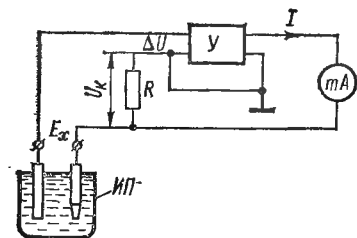


Рис. 8.36. Схема электронного рН-метра

Э. д. с. гальванических преобразователей измеряется при помощи специальных потенциометров (с ручным и автоматическим уравниванием) или электронных милливольтметров.

На рис. 8.36 приведена упрощенная схема электронного рН-метра. Схема построена по принципу компенсационного преобразования. На вход усилителя U , охваченного глубокой отрицательной обратной связью, подается э. д. с. E_x гальванического преобразователя ИП, при этом $\Delta U = E_x - U_k$, где U_k — компенсирующее напряжение цепи обратной связи усилителя.

При достаточно большом коэффициенте усиления $E_x \approx U_k$ или $E_x \approx IR$. Так как $E_x = f(\text{pH})$, ток $I \approx \frac{1}{R} f(\text{pH})$ и показания миллиамперметра соответствуют значению рН раствора.

Для автоматической компенсации температурной погрешности, обусловленной изменением E_x от влияния температуры, в качестве R используется медный терморезистор, помещаемый в контролируемый раствор вместе с электродами преобразователя. Значение сопротивления терморезистора выбирается таким образом, чтобы изменения э. д. с. E_x и компенсирующего напряжения U_k при изменении температуры раствора взаимно компенсировались.

Электронный лабораторный рН-метр (типа рН-121), построенный по схеме рис. 8.36, имеет пределы измерения рН от -1 до $+14$.

Основная погрешность прибора $\pm 0,05$ единиц рН. В преобразователе рН-метра используются измерительный стеклянный и сравнительный хлорсеребряный электроды.

Для измерения э. д. с. гальванических преобразователей в промышленных условиях применяются автоматические потенциометры с большим входным сопротивлением (не менее 10^{10} Ом).

Приборы для измерения концентрации компонентов газовых смесей. Приборы, предназначенные для анализа газовых смесей, называются газоанализаторами. Газоанализаторы основаны на различных принципах. В качестве примера рассмотрим газоанализатор, предназначенный для определения процентного содержания водорода в газовой смеси. В этом приборе используется зависимость теплопроводности газовой смеси от содержания водорода, теплопроводность которого отличается от теплопроводности остальных компонентов смеси.

Для определения теплопроводности смеси применяют перегретые терморезисторы.

На рис. 8.37 показана упрощенная схема газоанализатора. Схема состоит из двух неравновесных мостов — измерительного I

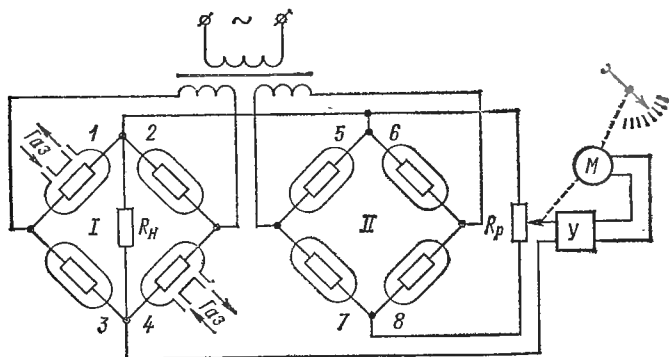


Рис. 8.37. Схема газоанализатора на основе зависимости изменения теплопроводности газовой смеси от ее состава

и сравнительного II , которые питаются от одного источника переменного тока.

Терморезисторы в плечах мостов, выполненные из платиновой проволоки и помещенные в стеклянные баллончики, расположены в одном металлическом блоке.

Два рабочих терморезистора 1 и 4 измерительного моста омываются анализируемой смесью, два компенсационных терморезистора 2 и 3 измерительного моста и терморезисторы 6 и 7 сравнительного моста находятся в запаянных баллончиках, наполненных постоянной по составу газовой смесью, содержащей водород в количестве, соответствующем нижнему пределу измерения газоанализатора. Терморезисторы 5 и 8 сравнительного моста находятся в баллончиках с постоянным составом газовой смеси, но содержание водорода в ней соответствует верхнему пределу измерения прибора.

В диагонали сравнительного моста имеется реохорд R_P , в диагонали измерительного моста нагрузочный резистор R_H .

Сравнительный мост постоянно находится в неравновесном состоянии. Измерительный мост находится в равновесии лишь

При пропускании через рабочие камеры газовой смеси с процентным содержанием водорода, соответствующим нижнему пределу измерения прибора. С увеличением содержания водорода в исследуемой газовой смеси измерительный мост выходит из равновесного состояния и на его диагонали (на резисторе R_n) появляется напряжение, которое автоматически компенсируется напряжением, снимаемым с реохорда R_p .

Для автоматической компенсации в приборе предусмотрен усилитель $У$ переменного тока с реверсивным двигателем $М$ на выходе. Двигатель механически связан с движком реохорда R_p .

Таким образом, каждому значению определяемого компонента в анализируемой газовой смеси соответствует определенное положение движка реохорда, а следовательно, и положение стрелки, а также при необходимости положение записывающего и регулирующего устройства.

Сравнительный мост исключает влияние на результат измерения ряда внешних факторов. Благодаря сравнительному мосту компенсирующее напряжение изменяется так же, как и измеряемое при колебаниях напряжения сети, что исключает изменение показаний при этом. Точно таким же образом исключается влияние температуры окружающей среды.

Эти газоанализаторы выпускаются на различные пределы измерения (в процентах содержания водорода): 0—3; 0—10; 0—20; 0—30 и т. д. Основная погрешность газоанализатора при 20°C не превышает $\pm 1\%$ (ТП1114).

Запаздывание показаний газоанализатора без учета газопроводящих линий не более 2 мин.

ГЛАВА ДЕВЯТАЯ

ИЗМЕРЕНИЯ И КОНТРОЛЬ ФИЗИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН ИЗМЕРИТЕЛЬНЫМИ ИНФОРМАЦИОННЫМИ СИСТЕМАМИ

9.1. Общие сведения

Развитие научных исследований в разнообразных направлениях (исследование космоса, океана, исследования, связанные с изучением вещества, и многие другие), рост выпуска промышленной продукции и связанная с этим необходимость автоматизации технологических процессов и контроля качества продукции, централизованное управление крупными энергетическими системами, системами газоснабжения и другими привело к необходимости измерять или контролировать десятки, сотни, а иногда и тысячи физических величин, характеризующих тот или иной процесс. Такие массовые измерения возможны только при автоматизации.

Эти задачи решают измерительные информационные системы (ИИС), определение и общая классификация которых даны в гл. 1.

Разнообразие требований, предъявляемых к ИИС, и условий их работы привели к необходимости иметь различные ИИС по назначению и характеристикам. Однако разрабатывать различные ИИС для каждого конкретного случая нерационально. Поэтому наиболее перспективным методом проектирования ИИС в настоящее время стал принцип агрегатно-модульного построения различных систем из сравнительно ограниченного набора выпускаемых промышленностью унифицированных блоков и модулей. Унифицированные блоки и модули, предназначенные для построения ИИС, входят в агрегатные комплексы государственной системы приборов (ГСП), и они имеют определенные нормированные метрологические, информационные, конструктивные и эксплуатационные характеристики, т. е. имеют метрологическую, информационную, конструктивную и эксплуатационную совместимость (системную совместимость).

Информационная и конструктивная совместимость обеспечивается стандартными интерфейсами, под которыми понимаются как средства сопряжения отдельных модулей и блоков, так и правила обмена информацией между блоками, перечень команд, виды и параметры сигналов, несущих как служебную, так и измерительную информацию.

Метрологические характеристики, перечисленные в § 1.2, справедливы и для ИИС. Дополнительными метрологическими характеристиками являются:

- а) погрешность от взаимного влияния измерительных каналов;
- б) погрешность аппроксимации, обусловленная неточным восстановлением непрерывного значения измеряемой величины по дискретным значениям при последовательной передаче измерительной информации;
- в) погрешность, обусловленная непостоянством параметров канала связи и помехами в канале связи (для телеизмерительных систем и систем телеконтроля).

Погрешности ИИС должны нормироваться в соответствии с ГОСТ 8.009—72 (см. § 1.2). Обычно значения допустимых погрешностей ИИС устанавливаются в технических требованиях для конкретного типа ИИС. В дополнение к указанным в § 1.2 свойствам средств измерений, для ИИС можно указать следующие: а) число измерительных каналов; б) передача измерительной информации без задержки (в натуральном масштабе времени) или с задержкой во времени.

ИИС делятся на ИИС с последовательной передачей измерительной информации (с временным разделением измерительных каналов) и ИИС с параллельной (одновременной) передачей измерительной информации. Системы с временным разделением каналов получили наибольшее распространение из-за возможности иметь большое число измерительных каналов. Системы с параллельной

передачей измерительной информации применяются в телеизмерительных системах (частотное разделение каналов) и рассмотрены ниже.

Как уже было отмечено в § 1.2, кроме ИИС, получили применение измерительно-вычислительные комплексы (ИВК). ИВК — это автоматизированные средства измерений и обработки информации, предназначенные для исследования сложных объектов, представляющие собой совокупность программно-управляемых средств (измерительных и вычислительных) и средств воздействия на объект исследования.

Использование в составе ИВК свободно программируемой ЭВМ позволяет обеспечить автоматизированную обработку измерительной информации в реальном масштабе времени, изменение программным путем алгоритмов обработки информации, гибкую пере-

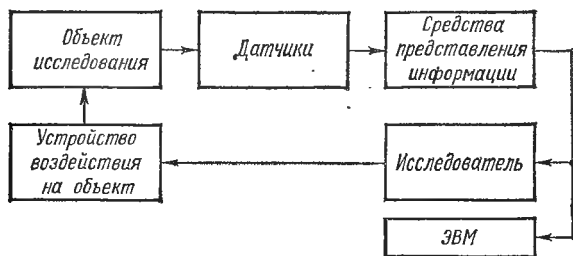


Рис. 9.1. Структурная схема ИВК, использующая каскадное соединение ИИС и ЭВМ

стройку самой структуры системы и взаимодействие с объектом исследования в реальном масштабе времени.

Как видно из схемы рис. 9.1, измерительная информация, характеризующая состояние объекта, посредством измерительных преобразователей (датчиков) передается в блоки преобразования сигналов (на схеме не показаны) и представляется в том или ином виде, например в виде цифровых кодов. Измерительная информация сообщается исследователю, например в числовом виде на цифровых табло, и вводится в ЭВМ для вычисления различных характеристик. Путем воздействия на объект исследователь имеет возможность получать различные интересные его характеристики состояния объекта исследования.

Рассмотренная структура представляет собой так называемое каскадное соединение ЭВМ с ИИС, не позволяющее реализовать все те новые качества, о которых говорилось выше. Наиболее полно и качественно новые возможности ИВК проявляются, когда весь комплекс строится как замкнутая автоматическая система, объединяемая общей программой функционирования, обработки измерительной информации, принятия решений по воздействиям на объект

исследования, а также правилами и условиями взаимодействия с оператором (рис. 9.2).

Основой для построения ИВК являются современные средства цифровой измерительной техники и малые цифровые ЭВМ.

ИВК, так же как и ИИС, строятся на основе агрегатно-модульного принципа, имеющего те же самые признаки системной совместимости. Но для ИВК необходимо выполнение еще одного признака совместимости, а именно программной совместимости, под которой понимается унификация, согласованность и нормирование правил обмена информацией между функциональными блоками и модулями. Для ИИС, в составе которых нет ЭВМ, необходимость в программной совместимости менее очевидна, хотя тоже может иметь место.

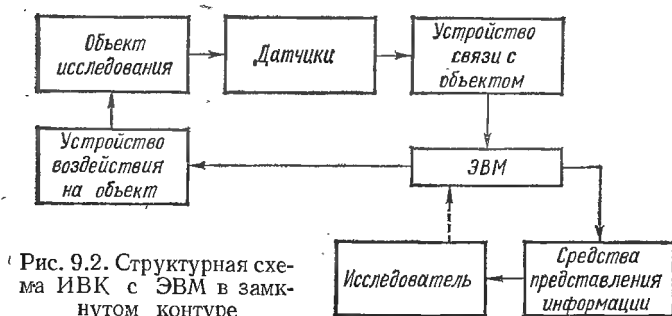


Рис. 9.2. Структурная схема ИВК с ЭВМ в замкнутом контуре

Интерфейсы, применяемые в ИВК, кроме информационной и конструктивной совместимости должны обеспечивать и программную совместимость.

Наиболее перспективными в настоящее время для ИИС и ИВК являются интерфейсы КАМАК (CAMAC — Computer Application for Measurement And Control) и цифровой интерфейс для программируемых контрольно-измерительных приборов, разработанный фирмой «Хьюлетт Паккард» и принятый в 1976 г. Международной электротехнической комиссией (МЭК) в качестве международного стандарта.

Разработанный в конце 60-х годов интерфейс КАМАК предусматривает объединение в одном каркасе до 24 функциональных модулей, совместную работу которых обеспечивает блок управления, и функционирование нескольких каркасов (до 7) по магистральному каналу данных с общим магистральным (главным) блоком управления.

Обмен информацией между функциональными блоками и блоком управления осуществляется по 86 параллельным шинам.

Характерной чертой приборного интерфейса является возможность обмена данными непосредственно между взаимодействующими устройствами без ЭВМ. Магистраль интерфейса имеет всего 16 шин.

Указанные интерфейсы позволяют строить ИИС и ИВК по магистральной и радиальной типовым структурам (рис. 9.3, а и б). При расположении источников сообщений вдоль какой-либо линии (например, линии газопровода) возможно цепочечное построение системы (рис. 9.3, в).

Существуют еще более сложные комплексы — измерительно-вычислительно-управляющие, предназначенные для целей автоматического управления технологическими процессами.

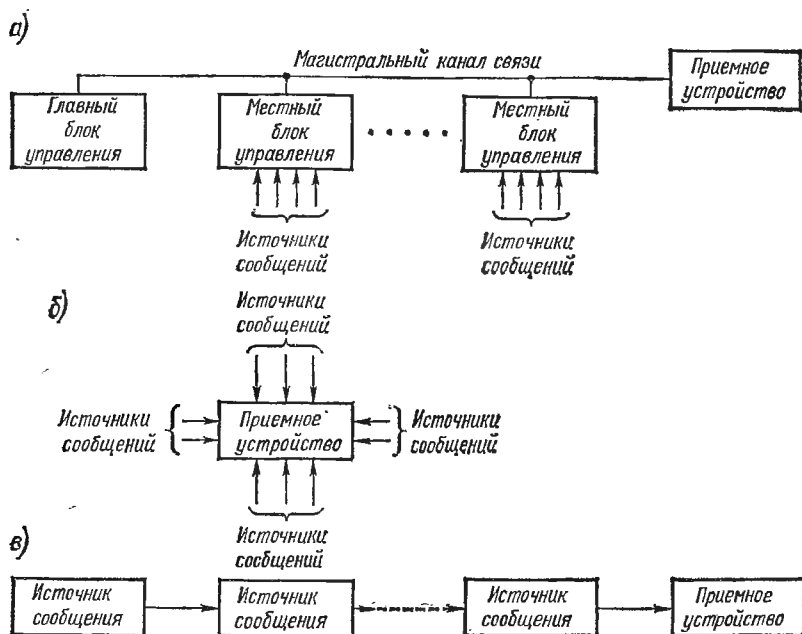


Рис. 9.3. Магистральная (а), радиальная (б) и цепочечная (в) структурные схемы передачи данных

Измеряемые или контролируемые физические величины весьма разнообразны. Для передачи и обработки измерительной информации необходимо измеряемые или контролируемые величины представить унифицированными (однородными) электрическими сигналами, параметры которых пропорциональны измеряемым величинам. Это достигается применением унифицирующих измерительных преобразователей (УП).

В ИИС применяются следующие унифицированные сигналы.

1. Непрерывные сигналы:

постоянные и переменные токи и напряжения, пропорциональные измеряемым величинам;

переменный ток, частота которого пропорциональна измеряемой величине;

переменные токи, угол сдвига фаз между которыми пропорционален измеряемой величине.

2. Импульсные сигналы:

импульсы постоянного тока, амплитуда которых пропорциональна измеряемой величине;

импульсы постоянного тока, частота которых пропорциональна измеряемой величине;

импульсы постоянного тока, длительность которых или длительность интервала между которыми пропорциональны измеряемой величине.

3. Кодо-импульсные сигналы:

равномерные коды (единично-десятичный, двоичный, двоично-десятичный);

другие виды кодов (помехозащищенные, оптимальные коды и др.).

Применение тех или иных унифицированных сигналов зависит от требуемых характеристик ИИС, наличия канала связи, т. е. совокупности всех устройств, обеспечивающих передачу сигналов (например, проводные линии связи, радиоканалы); формы представления измерительной информации (аналоговая или цифровая) и других обстоятельств.

На рис. 9.4 показаны формы сигналов, применяемых в ИИС.

9.2. Основные блоки измерительных информационных систем

Унифицирующие преобразователи. Датчики, применяемые в ИИС, могут различаться по своему принципу действия и, следовательно, иметь различные по характеру и по диапазону изменения выходные сигналы. Для возможности многократного использования устройств в различных каналах измерения (или контроля) сигналы,

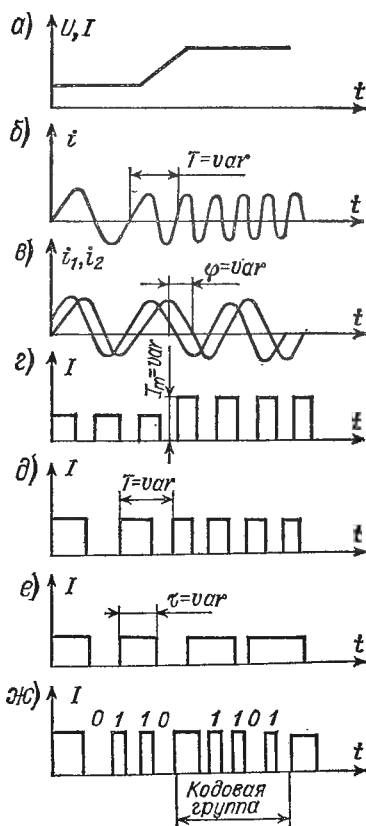


Рис. 9.4. Форма унифицированных сигналов: а — постоянный ток или напряжение постоянного тока; б — переменный ток с изменяющейся частотой; в — переменные токи с изменяющимся углом сдвига фаз; г — импульсы постоянного тока с изменяющейся амплитудой импульсов; д — импульсы постоянного тока с изменяющейся частотой; е — импульсы постоянного тока с изменяющейся длительностью; ж — кодо-импульсные сигналы

несущие информацию о значениях измеряемых величин, должны быть унифицированы. Эта операция выполняется унифицирующими преобразователями (УП). Помимо образования унифицированного сигнала, унифицирующие преобразователи при необходимости выполняют дополнительные функции: обеспечивают изменение унифицированного сигнала от нуля до установленного наибольшего значения при изменении измеряемой величины в пределах от x_1 до x_2 ($x_1 \neq 0$); если характеристика датчика нелинейна, то выполняют нелинейное преобразование его выходного сигнала с целью получения линейной зависимости значений унифицированного сигнала от измеряемой величины.

Стандарты Государственной системы приборов (ГСП) нормируют значения выходных сигналов унифицирующих преобразователей

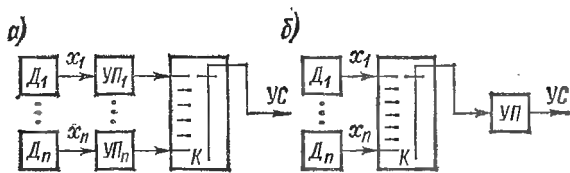


Рис. 9.5. Схема включения унифицирующих преобразователей (УП): а — индивидуальные УП включены до переключателя; б — общий УП включен на выходе переключателя K

ИИС. Так, например, нормированные значения постоянного тока 0—5 и 0—10 мА, напряжения постоянного тока 0—10 В и др.

Унифицирующие преобразователи могут быть как индивидуальными, так и групповыми. На рис. 9.5, а показан принцип применения индивидуальных УП. Сигнал от каждого датчика (D) поступает на унифицирующий преобразователь (УП), от которого подается на коммутатор (K). На выходе коммутатора получается серия унифицированных сигналов ($УС$). Применение группового унифицирующего преобразователя иллюстрирует рис. 9.5, б. В этом случае сигналы датчиков поступают на коммутатор, а унифицирующий преобразователь, включенный после коммутатора, является общим для всех сигналов первичных измерительных преобразователей.

Достоинством схемы рис. 9.5, а является коммутация сигналов высокого уровня, что уменьшает погрешности, вносимые коммутатором. Схема рис. 9.5, б содержит меньшее число элементов, однако коммутация сигналов низкого уровня вызывает значительные трудности, если требуется высокая точность ИИС. Унифицирующие преобразователи весьма разнообразны по своему принципу действия, что объясняется многообразием датчиков и унифицированных сигналов, применяемых в ИИС.

В качестве примера рассмотрим унифицирующий преобразователь, применяемый для линеаризации характеристики и получения требуемых значений унифицированного сигнала при использовании термопар, зависимость термо-Э. Д. с.

которых от температуры (измеряемая величина) существенно нелинейна. Характеристика термопары аппроксимируется полиномом третьей степени $E_t = c_1 t + c_2 t^2 + c_3 t^3$, где t — измеряемая температура; c_1, c_2, c_3 — постоянные коэффициенты, зависящие от типа термопары.

Необходимо получить унифицированный выходной сигнал в виде напряжения постоянного тока, изменяющегося в пределах $0 - U_{\text{макс}}$ пропорционально измеряемой температуре.

На рис. 9.6 показана функциональная схема унифицирующего преобразователя на основе усилителей с функциональной (нелинейной) обратной связью. При условии $k\beta \gg 1$ (где k — коэффициент усиления; β — коэффициент отрицательной обратной связи) напряжение на выходе усилителя

$$U \approx E_t \frac{1}{\beta}.$$

По условию напряжение $U_{\text{вых}}$ должно быть пропорционально измеряемой температуре, т. е. $U_{\text{вых}} = St$, где S — коэффициент преобразования. Полагая $U_{\text{вых}} = k_1 U$ (см. рис. 9.6), находим

$$U_{\text{вых}} = k_1 U = \frac{k_1}{\beta} E_t = \frac{k_1 (c_1 t + c_2 t^2 + c_3 t^3)}{\beta} = St.$$

Полученные равенства выполняются при условии

$$\beta = k_1 \frac{c_1 t + c_2 t^2 + c_3 t^3}{St} = a_1 + a_2 t + a_3 t^2,$$

т. е. коэффициент обратной связи β должен являться вполне определенной функцией от измеряемой температуры и, следовательно, от величины E_t . В рассматриваемой схеме требуемая функциональная зависимость β от E_t достигается изменением сопротивления цепи обратной связи ($\Phi\Pi$) путем шунтирования резисторов R_1, R_2 и R_3 диодами D_1, D_2 и D_3 , которые изменяют свое сопротивление при изменении падения напряжений на резисторах. Число диодов и резисторов определяется требуемой точностью аппроксимации заданной функцией $\beta = F(t)$. Выбором коэффициента усиления усилителя Y_3 достигается требуемый режим работы цепи обратной связи. Выбором коэффициента усиления усилителя Y_2 можно получить необходимый уровень выходного сигнала (например, 10 В) при максимальном значении измеряемой температуры.

По приведенной схеме могут быть построены индивидуальные и групповые УП. В групповых УП при применении термопар различных типов одновременно с коммутацией термопар производится переключение цепей обратной связи, параметры которых определяются типами термопар.

Коммутаторы. Они применяются в ИИС для временного разделения измерительных каналов, т. е. поочередного подключения датчиков или преобразователей с унифицированным сигналом к блокам передачи, преобразования и воспроизведения измерительной информации.

К коммутаторам, предназначенным для работы в ИИС, предъявляется ряд требований, вытекающих из условий их работы, и требо-

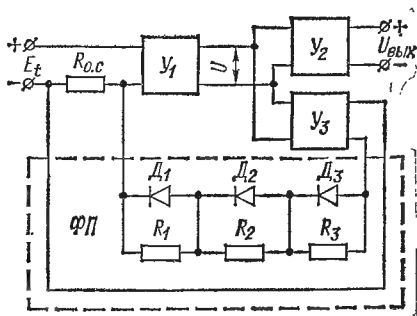


Рис. 9.6. Функциональная схема унифицирующего преобразователя

ваний, предъявляемых к ИИС. Наиболее характерными требованиями к коммутаторам ИИС являются недопустимость внесения заметной погрешности в измерения (или контроль) и обеспечение требуемой частоты переключения измерительных каналов. Погрешность, вносимая коммутатором, может быть определена как погрешность коэффициента передачи коммутатора

$$\delta = \frac{A_{\text{ВЫХ}} - A_{\text{ВХ}}}{A_{\text{ВХ}}} = \frac{A_{\text{ВЫХ}}}{A_{\text{ВХ}}} - 1 = \beta_k - 1,$$

где $A_{\text{ВЫХ}}$ — сигнал на выходе коммутатора; $A_{\text{ВХ}}$ — сигнал на входе коммутатора; β_k — коэффициент передачи коммутатора.

Коммутаторы с нормированной погрешностью называются измерительными.

Быстродействие коммутатора обычно выражается числом переключений в единицу времени.

Кроме указанных характеристик, существенную роль в оценке коммутатора могут иметь такие характеристики, как габаритные размеры, надежность (ресурс), потребляемая мощность от вспомогательного источника питания, вибростойкость и др.

В настоящее время известны многие типы коммутаторов, отличающиеся друг от друга используемыми элементами, схемным решением, конструктивным исполнением и т. д.

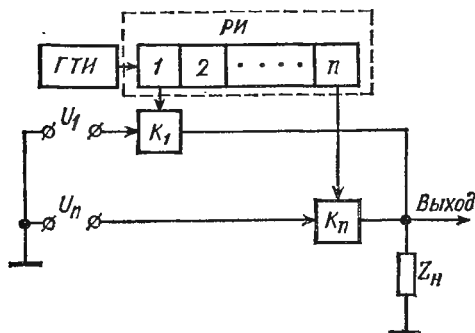


Рис. 9.7. Одноступенчатый коммутатор

Наибольшее распространение получили электронные коммутаторы с применением полупроводниковых элементов (диодов, транзисторов, интегральных схем), состоящие из ключей и устройства управления.

По принципу построения коммутаторы могут быть: 1) с отключением невыбранных каналов; 2) с закорачиванием невыбранных каналов; 3) комбинированные. Коммутаторы могут быть одноступенчатыми и многоступенчатыми. На рис. 9.7 показана одна из возможных структурных схем одноступенчатого коммутатора. Генератор тактовых импульсов (ГТИ) с заданной частотой выдает импульсы на распределитель импульсов (РИ), который своими сигналами поочередно при помощи ключей $K_1 — K_n$ (см. гл. 6) подключает источники напряжения ($U_1 — U_n$) — измерительные преобразователи — к нагрузке Z_n .

На рис. 9.8 показан двухступенчатый коммутатор. Измерительные преобразователи разбиваются на m групп с равным числом (n) преобразователей в каждой группе. В цепи каждого измерительного

преобразователя имеется ключ (ключи $K_1, \dots, K_n$). Каждая группа измерительных преобразователей имеет групповой ключ (ключи $K'_1, \dots, K'_m$). Схема управления ключами имеет два распределителя импульсов (PI_1 и PI_2), работающих от генератора тактовых импульсов ($ГТИ$).

Алгоритм работы распределителей импульсов следующий. В исходном положении распределитель PI_2 находится в первом положении, при этом ключом K'_1 включаются на нагрузку Z_n ключи 1-й группы; распределитель PI_1 поочередно замыкает цепи всех измерительных преобразователей и на выходе получают сигналы только от первой группы преобразователей. После опроса всех

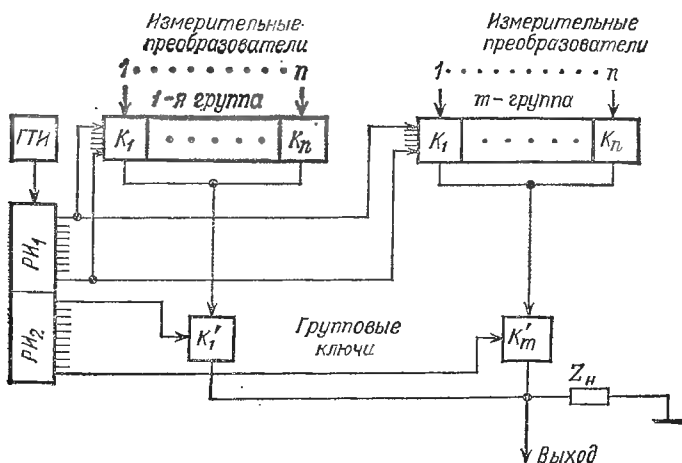


Рис. 9.8. Двухступенчатый коммутатор

измерительных преобразователей 1-й группы распределитель PI_2 переходит во второе положение и происходит процесс опроса всех преобразователей 2-й группы. Цикл завершается пропуском сигналов преобразователей m -й группы.

Очевидно, что общее число каналов в данном случае $N = nm$. Достоинствами двухступенчатого переключателя являются сокращение элементов схемы управления приблизительно в $[nm/(n + m)]$ раз и пониженная частота работы групповых ключей, что позволяет в некоторых случаях в качестве групповых ключей применять ключи с механическими контактами (например, электромагнитные реле), обеспечивающие лучшие метрологические характеристики коммутатора вследствие «идеальности» ключей.

Уставки и устройства сравнения. В системах автоматического контроля (САК) регистрируются или сигнализируются отклонения контролируемых величин от установленных номиналов. Для этой цели в САК применяются уставки и устройства сравнения. Эти узлы делаются общими для всех контролируемых величин, но автоматически перестраиваются одновременно с переключением каналов

для контроля изменений физических величин в каждом канале. Уставки задают номинальные значения измеряемых величин либо в аналоговой форме, либо в цифровой. Простейшими аналоговыми уставками являются уставки, задающие номинальные значения

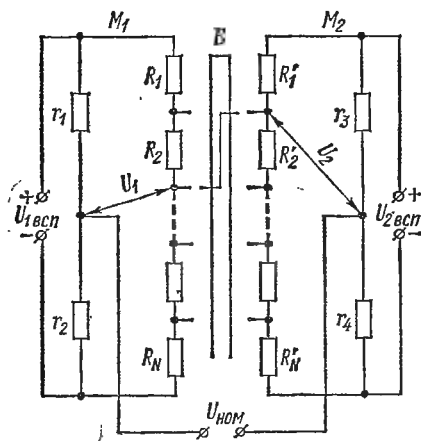


Рис. 9.9. Схема аналоговой уставки

контролируемых величин и их допустимые отклонения от номинальных значений в виде напряжений постоянного тока. Такие уставки могут применяться в САК с унифицированным сигналом в виде напряжения постоянного тока. Известны различные схемы и конструкции уставок, зависящие от предъявляемых к ним требований (число контролируемых параметров, требования к точности, быстродействию).

На рис. 9.9 показана упрощенная схема уставки с выдачей номинального значения контролируемой величины (например, температуры объекта) в виде напряжения постоянного тока. Уставка состоит из двух мостов M_1 и M_2 , питаемых от отдельных стабилизированных источников питания $U_{1\text{всп}}$ и $U_{2\text{всп}}$. Два плеча каждого моста (r_1 , r_2 , r_3 и r_4) выполнены из постоянных резисторов, два других плеча выполнены из набора резисторов (R_1 , R_2 , ..., R_N ; R'_1 , R'_2 , ..., R'_N). С моста M_1 может быть снято напряжение U_1 , соответствующее десяткам градусов контролируемых точек. С моста M_2 снимается напряжение U_2 , соответствующее единицам градусов. Суммарное напряжение $U_{\text{ном}}$ выражает заданную температуру в каждом канале САК. Необходимые наборы сопротивлений R_1 , ..., R'_N осуществляются переключающим устройством B , работающим синхронно и синфазно с переключателем каналов.

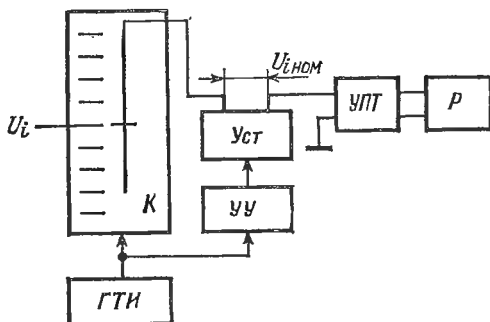


Рис. 9.10. Схема устройства сравнения

Схема рис. 9.10 иллюстрирует идею устройства сравнения. При включении i -го канала напряжение измерительного преобразователя включается встречно с напряжением $U_{i\text{ном}}$ уставки $Уст$, управляемым устройством управления $УУ$. Разность напряжений U_i —

$U_{i\text{ном}}$ подается на усилитель УПТ, на выходе которого включены реле P (электромагнитные или электронные). Если значение разности напряжений на входе УПТ не вызывает срабатывания реле, то, следовательно, подается сигнал номинального значения измеряемой величины. При достижении разности напряжений значения, достаточного для срабатывания реле, включается соответствующий сигнал для сигнализации отклонения измеряемой величины от номинального значения.

Практически схемы уставки и устройства сравнения иногда сложнее, если необходимо устанавливать для каждого канала три напряжения, соответствующие номинальному и предельным допустимым значениям контролируемой величины.

Основными недостатками аналоговых уставок и устройств сравнения являются их сравнительно низкая точность и применимость лишь для унифицированного сигнала в виде напряжения постоянного тока. Более совершенными являются уставки номинальных значений и отклонений в цифровой форме, которые используются на выходе АЦП, кодирующего унифицированный сигнал измерительных преобразователей.

Для иллюстрации принципа построения цифровых устройств сравнения на рис. 9.11 приведена схема сравнения двух одноразрядных двоичных чисел A (измеряемая величина) и B (уставка). Схема построена с использованием логических элементов И и ИЛИ (см. гл. 6).

Если $A = B$, то сигнал «1» появится на выходе f_1 , так как при этом совпадение сигналов «1» будет либо на схеме $И_1$ (при $A = 1$ и $B = 1$), либо на схеме $И_2$ (при $\bar{A} = 1$ и $\bar{B} = 1$).

Если $A > B$ (при $A = 1$ и $B = 0$), то сигнал «1» появится на выходе f_2 . Если $A < B$ (при $A = 0$ и $B = 1$), то сигнал «1» будет на выходе f_3 .

Уставки в цифровой форме могут применяться для различных кодов и обеспечивают высокую точность сравнения.

Устройства отображения и регистрации измерительной информации. Измерительная информация, получаемая ИИС, может быть представлена оператору в следующих видах:

- 1) в виде показаний группы аналоговых приборов, число которых равно числу измерительных каналов;
- 2) в виде показаний цифровых отсчетных устройств, расположенных в определенном порядке на специальных табло;
- 3) в виде кривых, получаемых при помощи аналоговых самопишущих приборов;
- 4) в виде таблиц цифр, получаемых при помощи многоканальной цифровой печатающей машинки;

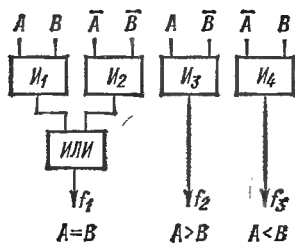


Рис. 9.11. Схема сравнения двух кодов

5) в виде графиков, представленных точками для каждого канала в отдельности, получаемых специальными печатающими машинами;

6) в виде световых или акустических сигналов при достижении предельных допустимых значений контролируруемыми величинами.

Представление измерительной информации группой аналоговых указывающих приборов возможно только при небольшом числе каналов (практически до одного-двух десятков), так как при большом числе приборов оператор не в состоянии следить за изменениями измеряемых величин и быстро принимать решения в зависимости от показаний приборов.

По этой причине в ИИС с большой информативностью применяется сигнализация о достижении предельных допустимых значений контролируемых величин и регистрация измерительной информации быстропечатающими средствами. Выбор того или иного способа представления информации ИИС зависит от ее назначения, числа измерительных каналов, использования получаемой информации и других причин.

9.3. Измерительные системы

По принципу действия измерительные системы (ИС) могут быть разделены на три группы: а) системы с коммутатором; б) системы с развертывающим уравниванием и в) сканирующие системы.

Обобщенная структурная схема системы с коммутатором показана на рис. 9.12. Схема составлена в предположении однородности

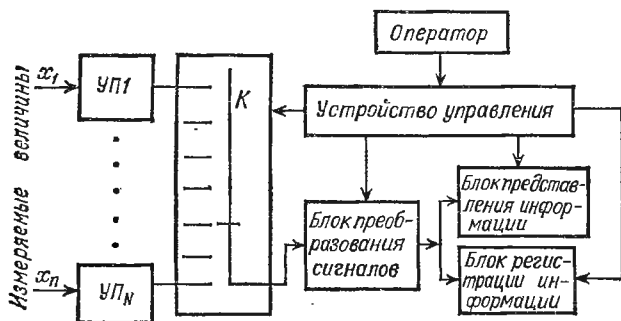


Рис. 9.12. Структурная схема ИС

измеряемых величин ($x_1, x_2, \dots, x_n$) и одинаковости пределов измерения во всех каналах. Унифицированные сигналы через коммутатор поступают в блок преобразования информации, выдающий сигналы в форме, удобной для представления и регистрации измерительной информации. Например, в качестве блока преобразования сигналов может быть применен АИП, дающий возможность представления информации в цифровой форме. В этом случае устройство представления информации может быть выполнено в виде цифрового табло,

представляющего собой ряд цифроуказателей, переключаемых синхронно с измерительными каналами. Регистрация информации может производиться цифropечатающей машиной. Режим работы ИС (частота переключений каналов) и управление остальными блоками производится устройством управления в соответствии с установленной оператором программой.

ИС значительно усложняется, если пределы измерения величин различные. В этом случае возможны различные пути решения задачи.

Наиболее простой путь заключается в том, что измерительные преобразователи регулируются так, чтобы численные значения их чувствительностей были одинаковы. Например, если в качестве унифицированного сигнала принято напряжение постоянного тока с пределами $0-U_m$, а пределы измерения каждой величины равны $0-x_{1m}$, $0-x_{2m}$, ..., $0-x_{nm}$ ($x_{nm} > x_{(n-1)m} > \dots > x_{1m}$), то должно быть соблюдено условие:

$$\frac{U_1}{x_{1m}} = \frac{U_2}{x_{2m}} = \dots = \frac{U_n}{x_{nm}} = \text{const},$$

где $U_1, U_2, \dots, U_n$ — предельные значения унифицированного сигнала преобразователей. Недостаток этого способа — увеличение погрешности дискретности для всех каналов, имеющих напряжение, меньшее установленного максимального значения. Этот способ практически приемлем при незначительной разнице пределов измерения в каждом канале.

Системы с развертывающим уравниванием, или, как их еще называют, мультиплицированные системы, основаны на принципе динамической компенсации, который был предложен и разработан Ф. Е. Темниковым. Принцип динамической компенсации иллюстрируется рис. 9.13. Величина Z_k , которой может быть напряжение постоянного тока, сопротивление резистора или другая физическая величина, изменяется во времени линейно с постоянным периодом повторения T . Измеряемая величина должна быть преобразована в величину Z , однородную с линейно-изменяющейся величиной Z_k . Если составить схему таким образом, чтобы фиксировались моменты перехода Z_k через нуль и моменты равенства величин Z и Z_k (точки $a_1, a_2, a_3, \dots$), то могут быть сформированы интервалы времени $\Delta t_1, \Delta t_2, \Delta t_3, \dots$, пропорциональные значениям Z , в моменты равен-

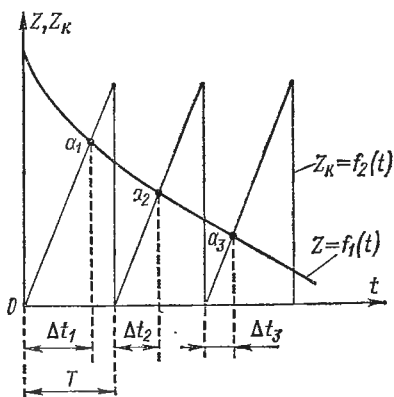


Рис. 9.13. Принцип динамической компенсации

ства Z и Z_k . На этом принципе могут быть построены многоканальные ИИС.

На рис. 9.14 приведена упрощенная схема многоканальной ИИС с применением первичных измерительных преобразователей с унифицированным сигналом в виде напряжения постоянного тока.

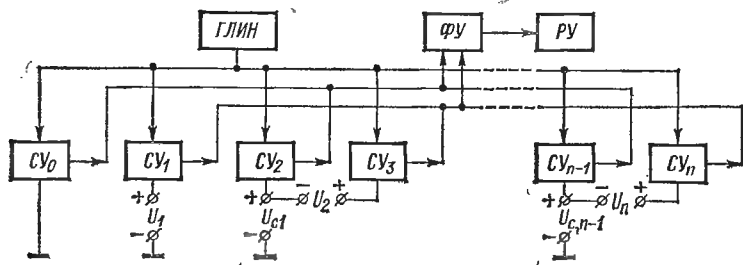


Рис. 9.14. Упрощенная схема многоканальной ИИС с унифицированным сигналом на входах

В качестве разvertyвающего устройства применен генератор линейно-изменяющегося напряжения (ГЛИН). Амплитуда U_m (рис. 9.15) генератора разбивается на ряд одинаковых участков, по числу n измерительных каналов. Подбором постоянных по значению напряжений $U_{c1}, U_{c2}, \dots, U_{c, n-1}$ достигается расположение каждого напряжения U_i в отведенном ему участке. Сравняющие

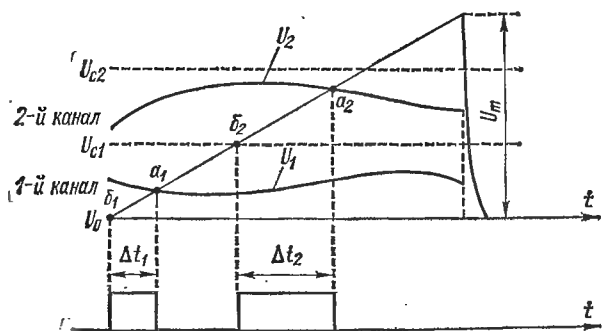


Рис. 9.15. График напряжений многоканальной ИИС с унифицированным сигналом на входах

устройства $СУ_0, СУ_2, \dots, СУ_{n-1}$ выдают сигналы на формирующее устройство $ФУ$ в моменты времени равенства напряжения $ГЛИН$ и нижнего уровня измерительного канала (точки $б_1, б_2, \dots$ на рис. 9.15). Сравняющие устройства $СУ_1, СУ_3, \dots, СУ_n$ выдают сигналы в моменты равенства напряжения $ГЛИН$ и U_i (точки $a_1, a_2, \dots$ на рис. 9.15). В эти моменты времени заканчивается формирование формирователем $ФУ$ (рис. 9.14) прямоугольных импульсов,

длительности которых $\Delta t_1, \Delta t_2, \dots, \Delta t_n$ пропорциональны напряжениям $U_1, U_2, \dots, U_n$ (рис. 9.15). Регистрирующее устройство РУ фиксирует в той или иной форме импульсы, длительности которых зависят от значений измеряемых величин. Отличительной особенностью систем этого типа является отсутствие коммутатора. Системы удобны для измерения однородных величин с одинаковыми пределами измерений. В противном случае существенно затрудняется расшифровка зарегистрированных сигналов.

Сканирующими измерительными системами называются системы, основанные на сканировании (просматривании) полей каких-либо объектов и выдачи измерительной информации о состоянии этих полей. Примером могут служить системы для измерения температуры поверхности нагретого объекта. Следует различать информационные сканирующие системы и измерительные сканирующие системы. В информационных сканирующих системах дается информация о каких-либо явлениях, например наличии дефектов в изделии. В измерительных сканирующих системах результаты выдаются в численных значениях, в принятых единицах. В сканирующих измерительных системах имеется устройство, служащее для создания развертывающего движения.

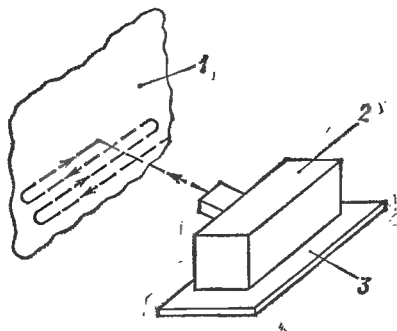


Рис. 9.16. Механическое развертывающее устройство

Такие устройства могут быть механическими, оптико-механическими, фотоэлектронными. В зависимости от того, какое движение совершает сканирующее устройство, получается та или иная развертка исследуемого поля. На рис. 9.16 показано механическое развертывающее устройство, предназначенное для измерения температурного поля объекта 1. Фотоэлектрический пирометр 2 (см. гл. 8) установлен на качающейся платформе 3, которая совершает движение таким образом, что фотоэлектрический пирометр «просматривает» последовательно температуру объекта, как показано на рис. 9.16. Такие сканирующие системы предназначены для измерения сравнительно высоких температур — порядка 500—2000 °С, объектов с медленно изменяющейся температурой. Погрешность измерения составляет не более $\pm 4\%$. Известны и другие варианты сканирующих систем, предназначенных для измерения различных физических величин.

9.4. Системы автоматического контроля

Системы автоматического контроля (САК) весьма разнообразны как по своему назначению, так и по принципу действия. САК могут быть разделены на две группы: системы для контроля параметров

изделий, практически не изменяющихся во времени (например, сопротивлений резисторов и др.) и системы для контроля изменяющихся во времени физических величин (например, контроль температуры различных точек объекта и др.). Сравнение параметра контролируемого объекта и уставки может быть одновременным и разновременным.

На рис. 9.17 показана структурная схема системы для контроля параметров однородных изделий с одновременным сравнением

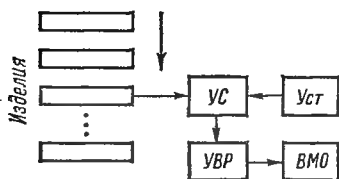


Рис. 9.17. Структурная схема системы для контроля параметров однородных изделий с одновременным сравнением контролируемого параметра и уставки

контролируемого параметра и уставки ($Усм$). Контролируемые детали поочередно поступают в устройство сравнения ($УС$); результат сравнения контролируемого параметра и уставки выдается в той или иной форме устройством выдачи результата $УВР$. Иногда результаты сравнения поступают в блок вспомогательных математических операций $ВМО$, например для вычисления среднего значения отклонения параметра от нормы или других характеристик.

На рис. 9.18 приведена структурная схема, поясняющая разновременный контроль параметра x и уставки x_n . Переключатель $П$ устройством управления $УУ$ подключает уставку к измерительному преобразователю $ИП$, на выходе которого получается сигнал, пропорциональный x_n , регистрируемый $УР$. Далее переключатель $П$ включает контролируемый параметр x и на выходе $ИП$ получается сигнал, пропорциональный x . Устройство регистрации $УР$ образует разность этих сигналов, пропорциональную отклонению параметра x от x_n . Выходным сигналом $ИП$ может быть, например, число-импульсный код. В этом случае в качестве $УР$ применяется реверсивный счетчик (см. гл. 6).

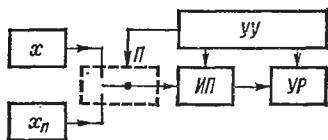


Рис. 9.18. Структурная схема системы для разновременного контроля параметра и уставки

На рис. 9.19 приведена упрощенная схема системы автоматического контроля изменяющихся во времени параметров объекта или технологического процесса. Контролируемые величины $x_1(t) — x_n(t)$ поступают в унифицирующие преобразователи $УП_1 — УП_n$, на выходе которых получаются унифицированные сигналы, чаще всего в виде напряжения постоянного тока, пропорционального входным сигналам. Эти сигналы в устройстве сравнения $УС$ сравниваются с уставками для каждого сигнала, формируемыми блоком уставок $БУ$. Сигналы от $УС$ поступают в устройство $УПИ$ представления информации («норма», «меньше», «больше»). Управление САК

производится от устройства управления УУ. Кроме того, при регистрации отклонения параметров от уставок регистрируется время, для чего предназначен блок времени БВ.

Выбор отдельных блоков САК и режим ее работы определяются требованиями, предъявляемыми к САК. Вследствие разнообразия требований, предъявляемых к САК в настоящее время, разработаны и выпускаются различные САК.

Некоторые САК являются комбинированными, т. е. наряду с контролем параметров позволяют производить и измерения. Измерение отдельных величин производится по команде оператора.

9.5. Телеизмерительные системы

В практике применения ИИС встречается необходимость осуществлять измерения (или контроль) на объектах, находящихся на значительном расстоянии от места нахождения оператора. Такая необходимость встречается, например, при передаче измерительной информации со спутника Земли, космических летательных аппаратов. В энергетических системах наблюдение за режимом работы электрических станций производится с диспетчерского пункта, находящегося иногда на больших расстояниях (десятки, сотни километров) от станций.

В этих случаях передача измерительной информации производится по каналам связи, под которыми понимается совокупность технических средств для передачи сигналов. Применяемые каналы связи могут быть разделены на проводные линии связи (воздушные и кабельные) и радиоканалы (радиолнии). Канал связи характеризуется определенной полосой пропускания частот, зависящей от вида канала связи и наличия помех.

ИИС, в которых передача измерительной информации производится по каналам связи, получили название телеизмерительных систем (ТИС). Наличие канала связи существенно влияет на структуру ТИС.

Для телеизмерений на небольших расстояниях (10—20 км) применяются ТИС с передачей измерительной информации постоянным током (0—5 мА) по проводным линиям связи.

Принцип построения таких систем показан на рис. 9.20. В данном примере измеряемыми величинами являются переменные токи I_x и напряжения U_x . На схеме показаны стандартные измерительные трансформаторы тока Tr_I и напряжения Tr_U , во вторичные обмотки

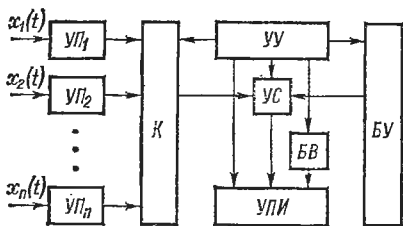


Рис. 9.19. Упрощенная схема системы автоматического контроля изменяющихся во времени параметров объекта

которых включены вторичные измерительные трансформаторы тока $ВТр_I$ и напряжения $ВТр_U$, необходимые для гальванического разделения цепей измерительных трансформаторов и устройств телеизмерений (включая линию связи) и получения необходимых напряжений для выпрямительных устройств $ВУ$.

Подключенное к линии связи $ЛС_2$ выпрямительное устройство $ВУ_i$ выдает в линию связи постоянный ток, значение которого зависит от измеряемой величины. На приемной стороне этот ток измеряется миллиамперметром mA_i , шкала которого отградуирована в единицах измеряемой величины. Принцип работы системы заключается в следующем. Оператор посредством устройства управления $УУ$ подает команду для включения необходимого канала (команда на передающую сторону передается по линии связи $ЛС_1$). Включение

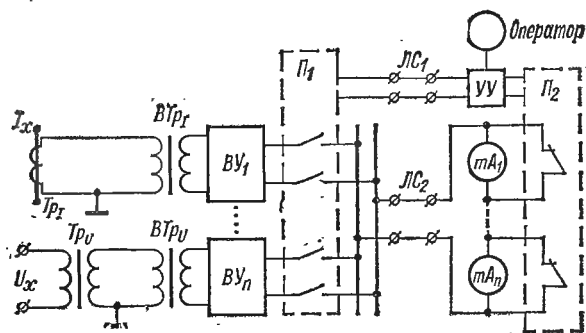


Рис. 9.20. Структурная схема токовой ТИС

производится переключателями устройствами $П_1$ и $П_2$, которые замыкают цепь соответствующего $ВУ_i$ на передающей стороне и включают соответствующий принимающий прибор mA_i .

Такие телеизмерения называются телеизмерениями по вызову (или спорадическими). Система может работать и с автоматическим переключением измерительных каналов по заданной программе (циклические телеизмерения).

Дальность действия подобных систем ограничивается погрешностью, вносимой непостоянством параметров линии связи. Практически по воздушным линиям связи дальность действия таких систем 7—10 км, по кабельным линиям связи 20—25 км.

При необходимости производить телеизмерения (или телеконтроль) на больших расстояниях по проводным линиям связи или по радиоканалам применяются ТИС с унифицированным сигналом, в меньшей степени зависящим от непостоянства параметров канала связи. Примером таких систем могут быть частотные ТИС (измерительная информация передается частотой переменного тока или импульсов постоянного тока); время-импульсные системы (измери-

тельная информация передается длительностью импульсов постоянного тока или интервалами между импульсами); цифровые, или, как их еще называют, кодо-импульсные ТИС (измерительная информация передается цифровым кодом).

Обобщенная структурная схема одного канала частотной системы приведена на рис. 9.21. На выходе передающего устройства ПУ получают сигналы в виде переменного тока или импульсов постоянного тока, частота f_x которых обычно пропорциональна значениям измеряемой величины x (величина в виде частоты f_x передается по каналу связи КС). На принимающей стороне приемником ПР частотно-модулированные сигналы преобразуются в напряжение постоянного тока U или ток I , измеряемые магнитоэлектрическим прибором МЭП. Сигнал передающего устройства характеризуется коэффициентом $\lambda = f_{\text{макс}}/f_{\text{мин}}$, где $f_{\text{макс}}$ — наибольшая частота, $f_{\text{мин}}$ — наименьшая частота. Коэффициент λ определяет наибольшее изменение частоты, несущей информацию. Изменение частоты сигнала характеризуют также девиацией частоты ϵ , являющейся относительным изменением частоты от среднего ее значения f_0 .

Величины λ (или ϵ_m) определяют число возможных параллельных передач по каналу связи ряда измеряемых величин путем частотного разделения измерительных каналов. От значения λ (или ϵ_m) зависят и метрологические характеристики системы.

Частотные системы начали применять с начала 30-х годов и до последнего времени в нашей стране они были наиболее распространенными.

В цифровых телеизмерительных (кодо-импульсных) системах измерительная информация передается по каналу связи импульсными кодами. Обычно применяются коды, в которых используются два символа: «0» и «1». Для удобства передачи информации и ее расширения применяют, как правило, равномерные коды, которые характеризуются постоянным числом элементов в кодовых комбинациях. Известны различные равномерные коды. Основными критериями оценки кодов для цифровых систем являются: число квантов шкалы измерений на один символ кода, помехозащищенность кода, сложность цифровой формы представления результатов измерений, ширина полосы пропускания частот в канале связи. Наиболее экономичным по числу символов в каждой комбинации является двоичный код. Например, при разбиении шкалы измерений на 100 квантов двоичный код будет содержать 7 символов, единично-десятичный — 20 символов. Единично-десятичный код удобен для цифрового воспроизведения измеряемой величины, а поэтому код на приемной стороне преобразуется в параллельный единично-десятичный код.

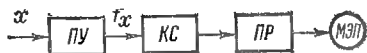


Рис. 9.21. Обобщенная структурная схема одного канала частотной системы

На рис. 9.22 показаны варианты кодовых сигналов. Рисунок 9.22, *а* иллюстрирует позиционно-импульсный кодовый сигнал — значащие импульсы разделены интервалами, рис. 9.22, *б* — позиционный кодовый сигнал и рис. 9.22, *в* — кодовый сигнал с отличием символов «0» и «1» в виде длительности импульсов. Позиционные коды имеют преимущество перед позиционно-импульсными кодами, так как при их передаче по каналу связи требуется меньшая полоса частот, что очевидно на основании зависимости $\Delta t = k/f_{\text{макс}}$, где $f_{\text{макс}}$ — граничная частота, пропускаемая данным каналом связи; k — коэффициент.

Наличие помех в канале связи может привести к искажению кода, т. е. к погрешности телеизмерений. Для повышения помехоустойчивости телеизмерительных систем применяют коды с обнаружением ошибок, вызванных помехами. Принцип построения таких кодов базируется на создании некоторой избыточности, которая заключается в том, что из всех возможных кодовых комбинаций выбирается их часть, подчиняющаяся определенному закону. Остальные комбинации считаются запрещенными. Очевидно, что при таком построении кодов может быть выявлена лишь часть ошибок, так как не исключена возможность такого искажения кода помехами, когда одна разрешенная комбинация переходит при искажении кода помехой в другую разрешенную комбинацию, что приводит к погрешности.

Простейшим примером двоичного кода с обнаружением ошибок является код с контролем четности (или нечетности) числа единиц в каждой кодовой комбинации. Для достижения этой цели кодовая комбинация дополняется единицей или нулем, чтобы число единиц в каждой кодовой комбинации было четным (или нечетным). При контроле по четности передающее устройство при таком коде должно иметь дополнительный блок, проверяющий выходной сигнал на четное число единиц, и в случае нечетного их числа в дополнительном разряде формировать единицу. В приемнике должна проверяться четность числа единиц, и только в этом случае может быть дано разрешение на считывание. Очевидно, что при таком коде может быть обнаружена ошибка от пропажи или появления импульса от действия помехи. Известны коды с обнаружением и большего числа искажений.

На рис. 9.23 приведена одна из возможных структурных схем передающего устройства цифровой телеизмерительной системы. Измеряемые величины $x_1, \dots, x_n$ посредством измерительных преобразователей $ИП_1, \dots, ИП_n$ выражаются унифицированными сигналами $Z_1, \dots, Z_n$, в качестве которых обычно применяются напряжения постоянного тока (до 10 В). Коммутатор K поочередно

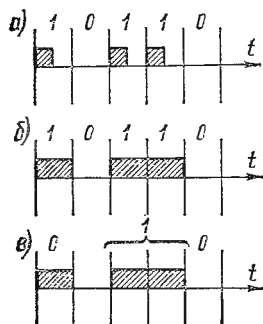


Рис. 9.22. Варианты кодовых сигналов для цифровых телеизмерительных систем

включает сигналы Z на аналого-цифровой преобразователь $АЦП$, параллельный код которого подается на преобразователь $ПК$ параллельного кода в последовательный. Этот преобразователь управляет также блоком формирования контрольных символов ($БФКС$) для образования помехозащищенного кода, переводит коммутатор в следующее положение; после выдачи в канал связи

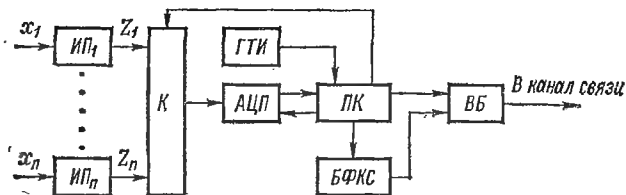


Рис. 9.23. Структурная схема передающего устройства цифровой телеизмерительной системы

через выходной блок $ВБ$ кода опрошенной измеряемой величины и после опроса всех измеряемых величин формирует так называемую синхросерию — код, используемый для цикловой синхронизации приемника. Частота опроса измеряемых величин задается генератором тактовых импульсов $ГТИ$.

Приемники цифровых систем можно разбить на две группы: приемники с аналоговыми приборами и приемники с цифроуказателями или регистрирующими приборами. Приемники с аналоговыми

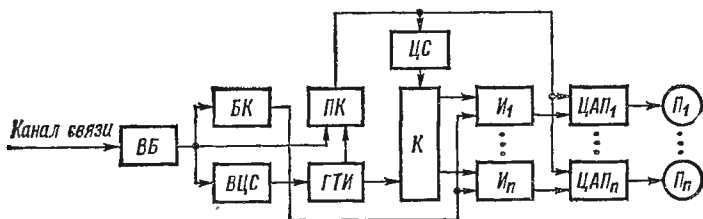


Рис. 9.24. Структурная схема приемного устройства телеизмерительной системы

приборами существенно проще. На рис. 9.24 приведена возможная структурная схема такого приемника. Код из канала связи поступает во входной блок $ВБ$, в котором восстанавливаются импульсы кода, искаженные в канале связи, из-за ограниченной полосы пропускаемых частот и помех. Из $ВБ$ сигналы поступают в преобразователь последовательного кода в параллельный ($ПК$) и далее на цифро-аналоговые преобразователи $ЦАП$. Блок цикловой синхронизации $ЦС$ выделяет синхросерию и устанавливает коммутатор $К$ в исходное положение. Далее коммутатор $К$ поочередно подает сигналы на логические схемы $И$ синхронно и синфазно с коммутатором

передающего устройства, так как генератор *ГТИ* синхронизирован блоком внутрициклового синхронизации *ВЦС* с генератором передающего устройства. При поступлении из канала связи неискаженной кодовой комбинации блок контроля *БК* выдает сигнал разрешения на все схемы И, но срабатывает *ЦАП* того измерительного канала, который определен сигналом коммутатора.

Цифровые телеизмерительные системы обладают рядом достоинств, из которых наиболее существенными являются хорошие метрологические характеристики, возможность работы по различным каналам связи, высокая помехоустойчивость и возможность ввода измерительной информации в электронные вычислительные машины для ее обработки. Но эти системы сравнительно сложные. Однако развитие микроэлектроники, создание интегральных микросхем позволяет создавать компактные и надежные конструкции блоков системы, что и обеспечивает перспективность применения систем этой группы.

ГЛАВА ДЕСЯТАЯ

ОСНОВЫ ИЗМЕРЕНИЙ ВЕРОЯТНОСТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СЛУЧАЙНЫХ ПРОЦЕССОВ

10.1. Общие сведения

Измерения вероятностных характеристик случайных процессов (статистические измерения) составляют один из наиболее быстро развивающихся разделов современной метрологии. В настоящее время область распространения статистических методов исследования и обработки сигналов — носителей полезной информации — практически безгранична. Связь, навигация, управление (процессами, движением и т. п.), диагностика (как техническая, так и медицинская), исследование среды и многие другие области немыслимы без знания и использования свойств сигналов и помех, описываемых их вероятностными характеристиками.

Потребность в изучении свойств случайных процессов привела к развитию соответствующих методов и средств, преимущественно электрических. Появление анализаторов функций распределения вероятностей, коррелометров, измерителей математического ожидания, дисперсиометров и других видов измерителей вероятностных характеристик открыло новые возможности в области создания современной информационной и управляющей техники.

Ниже приводятся необходимые исходные определения и общие сведения о статистических измерениях.

В теории статистических измерений используются следующие термины и их аналоги, заимствованные из теории случайных функ-

ций (аналоги из математической статистики): реализация случайного процесса (выборочная функция), мгновенное значение (выборочное значение), совокупность мгновенных значений (выборка), вероятностная характеристика (предел выборочного среднего).

Введем следующие обозначения: $X(t)$ — случайный процесс; $x_i(t)$ — i -я реализация случайного процесса $X(t)$; $x_i(t_j)$ — мгновенное значение процесса $X(t)$, соответствующее значению i -й реализации в j -й момент времени.

Как известно, случайным называется процесс $X(t)$, мгновенные значения которого $x_i(t_j)$ суть случайные величины.

На рис. 10.1 представлена в качестве примера совокупность реализаций случайного процесса, воспроизводящих зависимости некоторого параметра X от времени t .

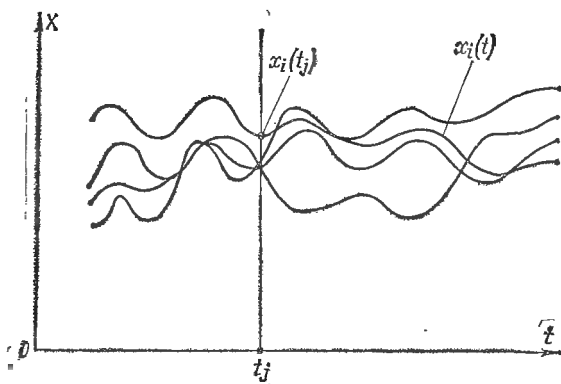


Рис. 10.1. Совокупность реализаций случайного процесса

В теории случайных процессов их полное описание производится с помощью систем вероятностных характеристик: многомерных функций распределения вероятности, моментных функций, характеристических функций и т. п. В теории статистических измерений исследуемый случайный процесс представляется своими реализациями, причем полное представление осуществляется с помощью так называемого ансамбля, т. е. бесконечной совокупностью реализаций. Естественно, ансамбль — математическая абстракция, модель рассматриваемого процесса, но конкретные реализации, используемые в измерительном эксперименте, представляют собой физические объекты или явления и входят в ансамбль как его неотъемлемая часть.

Если случайный процесс представлен ансамблем реализаций $x_i(t)$, $i = 1, 2, \dots, \infty$, то вероятностная характеристика θ может быть определена усреднением по совокупности, т. е.

$$\theta[X(t)] = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N g[x_i(t)], \quad (10.1)$$

где $g[x_i(t)]$ — некоторое преобразование, лежащее в основе определения вероятностной характеристики θ . Так, например, при определении дисперсии $g[x_i(t)] = x_i^2(t)$. При этом полагаем, что процесс характеризуется нулевым математическим ожиданием.

Вместо усреднения по совокупности может быть использовано усреднение по времени с использованием k -й реализации $x_k(t)$ и тогда

$$\theta[X(t)] = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T g[x_k(t)] dt. \quad (10.2)$$

Например, при определении математического ожидания

$$M[X(t)] = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x_k(t) dt. \quad (10.3)$$

В общем случае результаты усреднения по совокупности (10.1) и по времени (10.2) неодинаковы.

Предел выборочного среднего по совокупности (10.1) представляет вероятностную характеристику, выражающую зависимость вероятностных свойств процесса от текущего времени.

Предел выборочного среднего по времени (10.2) представляет собой вероятностную характеристику, выражающую зависимость вероятностных свойств процесса от номера реализации.

Наличие и отсутствие зависимости значений вероятностных характеристик от времени или от номера реализации определяет такие фундаментальные свойства процесса, как стационарность и эргодичность. Стационарным называется процесс, вероятностные характеристики которого не зависят от времени; соответственно эргодическим называется процесс, вероятностные характеристики которого не зависят от номера реализации.

Таким образом, стационарный случайный процесс характеризуется вероятностной эквивалентностью всех временных сечений ансамбля реализаций (в смысле предела выборочного среднего), а эргодический случайный процесс — вероятностной эквивалентностью всех реализаций, входящих в ансамбль.

Следовательно, стационарный неэргодический случайный процесс — это такой процесс, у которого эквивалентны временные сечения (вероятностные характеристики не зависят от текущего времени), но не эквивалентны реализации (вероятностные характеристики зависят от номера реализации). Нестационарный эргодический процесс — это процесс, у которого эквивалентны реализации (вероятностные характеристики не зависят от номера реализации), но не эквивалентны временные сечения (вероятностные характеристики зависят от текущего времени).

Классифицируя случайные процессы на основе этих признаков (стационарность и эргодичность), получаем следующие четыре класса

процессов: стационарные эргодические, стационарные неэргодические, нестационарные эргодические, нестационарные неэргодические.

Учет и использование описанных свойств случайных процессов играет большую роль при планировании эксперимента по определению их вероятностных характеристик.

Поскольку измерение представляет собой процедуру нахождения значения величины опытным путем с помощью специальных технических средств, реализующих алгоритм, включающий в себя операцию сравнения с образцовой величиной, в статистических измерениях должна применяться образцовая мера.

Типовые алгоритмы измерений значений вероятностных характеристик случайных процессов, различающиеся способом применения образцовой меры в процессе измерения, представляются в следующем виде:

$$\theta^*[X(t)] = K S_d g[x(t)]; \quad (10.4)$$

$$\theta^*[X(t)] = S_d K g[x(t)]; \quad (10.5)$$

$$\theta^*[X(t)] = S_d g K[x(t)], \quad (10.6)$$

где S_d — оператор усреднения¹; K — оператор сравнения; $\theta^*[X(t)]$ — результат измерения значения характеристики $\theta[X(t)]$.

Данные алгоритмы отличаются порядком выполнения операций. Операция сравнения с образцовой мерой (K) может быть заключительной (10.4), выполняться после реализации оператора g , но до усреднения (10.5), и, наконец, быть начальной (10.6). Соответствующие обобщенные структурные схемы средств измерений значений вероятностных характеристик представлены на рис. 10.2.

На этих рисунках для обозначения блоков, реализующих операторы, входящие в (10.4) — (10.6), используются те же обозначения. Так, g — устройство, выполняющее преобразование, лежащее в основе определения вероятностной характеристики θ ; S_d — устройство усреднения (сумматор или интегратор); K — компаратор (сравнивающее устройство), а M — мера, с помощью которой формируется образцовая величина (θ_0 , g_0 или x_0).

Представленное на рис. 10.2, а средство измерений реализует следующую процедуру: на вход поступает совокупность реализаций $\{x_i(t)\}$ (при использовании усреднения по времени — одна реализация $x_i(t)$), на выходе узла g имеем совокупность преобразованных реализаций $\{g[x_i(t)]\}$; после усреднения получаем величину $S_d\{g[x_i(t)]\}$, которая поступает на компаратор, осуществляющий сравнение с образцовой величиной θ_0 , в результате чего получаем значение (числовой эквивалент) измеряемой вероятностной характеристики — $\theta^*[X(t)]$.

Отличие процедуры, реализуемой средством измерений, представленным на рис. 10.2, б заключается в том, что после формиро-

¹ d — параметр усреднения, определяющий принцип усреднения — по времени ($d = T$) или по совокупности ($d = N$).

вания совокупности $\{g[x_i(t)]\}$ она поступает не на усреднитель, а на компаратор, который выполняет сравнение с образцовой величиной g_0 ; на выходе компаратора формируется числовой массив $\{g[x_i^*(t)]\}$ и усреднение выполняется в числовой форме. На выходе усреднителя S_d имеем результат измерения $\theta^*[X(t)]$.

Средство измерений, схема которого представлена на рис. 10.2, в, основано на формировании массива числовых эквивалентов мгновенных значений реализаций случайного процесса $X(t)$, после чего преобразование g и усреднение выполняются в числовой форме. Это устройство эквивалентно последовательному соединению аналого-цифрового преобразователя (АЦП) и вычислительного

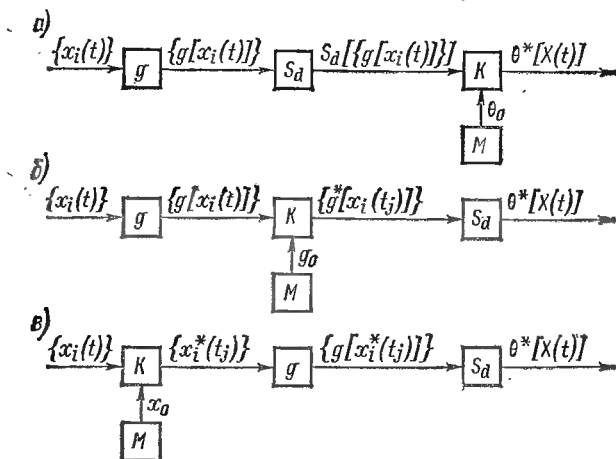


Рис. 10.2. Средства измерений значений вероятностных характеристик случайных процессов, когда сравнение с образцовой мерой является заключительной (а), выполняется до усреднения (б) и является начальной (в) операцией

устройства (процессора). На выходе АЦП формируется массив мгновенных значений, а процессор по определенной программе обеспечивает реализацию операторов g и S_d .

Погрешность результата измерений значения вероятностной характеристики случайного процесса

$$\Delta\theta^*[X(t)] = \theta^*[X(t)] - \theta[X(t)]. \quad (10.7)$$

Для статистических измерений характерно обязательное наличие составляющей методической погрешности, обусловленной конечностью объема выборочных данных о мгновенных значениях реализаций случайного процесса, ибо при проведении физического эксперимента принципиально не может быть использован бесконечный ансамбль реализаций или бесконечный временной интервал. Соотношение (10.7) определяет результирующую погрешность, включающую в себя как методическую, так и инструментальные составляющие

щие. Однако в дальнейшем будут приводиться соотношения только для определения специфической для статистических измерений методической погрешности, обусловленной конечностью числа реализаций и временного интервала.

10.2. Измерение математического ожидания и дисперсии случайного процесса

Математическое ожидание и дисперсия случайного процесса — основные числовые вероятностные характеристики, измерение которых играет огромную роль в практике научных исследований, управления технологическими процессами и испытаний.

При измерении математического ожидания результатом измерения служит среднее по времени или по совокупности мгновенных значений реализаций исследуемого случайного процесса. Усреднение

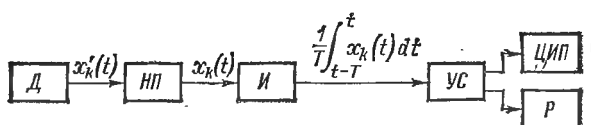


Рис. 10.3. Схема средства измерений значений математического ожидания случайного процесса

по времени применяется на практике существенно чаще, чем усреднение по совокупности, поскольку работать с одной реализацией удобнее и проще, чем с совокупностью.

На рис. 10.3 приведена структурная схема устройства, реализующего алгоритм

$$M^*[X(t)] = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t x_k(t) dt.$$

На рисунке D — преобразователь измеряемой величины в электрический сигнал (датчик); $НП$ — нормирующий преобразователь, превращающий входной сигнал в стандартный по виду и диапазону значений; $И$ — интегратор; $УС$ — устройство сопряжения, обеспечивающее согласование выхода интегратора со входами цифрового вольтметра и регистрирующего прибора; $ЦИП$ — цифровой прибор (например, цифровой вольтметр); P — регистрирующий прибор (самопишущий прибор).

Операция сравнения с мерой в данном средстве измерений значений математического ожидания выполняется в цифровом и регистрирующем приборах.

Случайная погрешность при измерении $M[x(t)]$ обуславливается в основном конечностью объема выборочных данных о мгновенных значениях реализаций $X(t)$. Для оценки среднеквадратического

значения этой погрешности можно пользоваться следующими соотношениями [6]:

$$\sigma_{M^*} = \left[\frac{D[X(t)]}{T} \tau_k \right]^{1/2}$$

— при усреднении по времени T и

$$\sigma_{M^*} = \left[\frac{D[X(t)]}{N} \right]^{1/2}$$

— при усреднении по совокупности N . Здесь $D[X(t)]$ — дисперсия процесса $X(t)$, а τ_k — интервал корреляции (временной сдвиг, за пределами которого мгновенные значения принимаются некоррелированными).

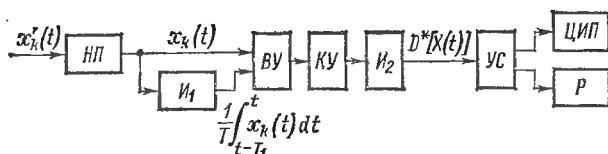


Рис. 10.4. Схема средства измерений значений дисперсии случайного процесса

Дисперсия случайного процесса характеризует математическое ожидание квадрата отклонений мгновенных значений реализаций случайного процесса от математического ожидания. Таким образом,

$$D[X(t)] = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T [x_k(t) - M[X(t)]]^2 dt$$

или

$$D[X(t)] = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N [x_i(t) - M[X(t)]]^2.$$

Возможны различные варианты построения устройств для измерения дисперсии случайного процесса — дисперсиометров. На рис. 10.4 приведена структурная схема средства измерений дисперсии случайного процесса, основанного на использовании усреднения по времени, т. е. работающего согласно выражению

$$D^*[X(t)] = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t \left[x_k(t) - \frac{1}{T_1} \int_{t-T_1}^t x_k(t) dt \right]^2 dt.$$

На рис. 10.4 $НП$ — нормирующий преобразователь; $И_1$ и $И_2$ — интеграторы; $ВУ$ — вычитающее устройство; $КУ$ — квадратирующее устройство; $УС$ — устройство сопряжения; $ЦИП$ — цифровой прибор; $Р$ — регистрирующий прибор.

Среднеквадратическая погрешность из-за конечности объема выборочных данных о мгновенных значениях $X(t)$ может быть определена с помощью соотношения [6]

$$\sigma_{D^*} = \left[\frac{D[X^2(t)]}{T} \tau_k \right]^{1/2},$$

где $D[X^2(t)]$ — дисперсия $\tilde{X}(t)$; T — время усреднения.

10.3. Измерение значений функций распределения вероятности

Функции распределения вероятности (интегральные и дифференциальные) составляют один из важнейших классов вероятностных характеристик. Одномерная интегральная функция распределения вероятности $F[x]$ равна вероятности того, что мгновенное значение произвольной реализации в произвольный момент времени меньше установленного уровня, т. е. $x_i(t_i) \leq X$. $F(x)$ определяется как предел выборочного среднего следующего вида:

$$F[x] = \lim_{d \rightarrow \infty} S_d[\varphi[x(t), X]],$$

где

$$\varphi[x(t), X] = \begin{cases} 1 & \text{при } x(t) \leq X; \\ 0 & \text{при } x(t) > X. \end{cases}$$

Поскольку интегральные ($F[x]$) и дифференциальные ($w[x]$) функции распределения вероятности связаны между собой парой соотношений:

$$w[x] = \frac{dF[x]}{dx};$$

$$F[x] = \int_{-\infty}^x w[x] dx,$$

для $w[x]$ справедливо выражение:

$$w[x] = \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \frac{F[x + \Delta x] - F[x]}{\Delta x} = \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \frac{S_d[\Delta \varphi[x(t), X]]}{\Delta x},$$

где

$$\Delta \varphi[x(t), X] = \begin{cases} 1 & \text{при } X < x(t) \leq X + \Delta X; \\ 0 & \text{при } x(t) \leq X, x(t) > X + \Delta X. \end{cases}$$

В качестве примера рассмотрим прибор, предназначенный для измерения значений интегральной и дифференциальной функции распределения вероятности уровня электрических сигналов, в состав которого включено вычислительное устройство (процессор П), что приводит к использованию измерительных процедур, основанных на аналого-цифровом преобразовании мгновенных значений реали-

зации. Результаты измерения при этом определяются следующими соотношениями:

$$F^*[x] = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t \varphi[x_k^*(t), X] dt;$$

$$\omega^*[x] = \frac{1}{T \Delta x} \int_{t-T}^t \Delta \varphi[x_k^*(t), X] dt,$$

где Δx — интервал квантования X при определении $\omega[x]$. Структурная схема прибора показана на рис. 10.5, где после входных преобразований исследуемый процесс поступает на аналого-цифровой преобразователь АЦП, а затем на процессор П, с выхода которого цифровой сигнал подается через устройство сопряжения УС на цифровой индикатор ЦИ или на цифроаналоговый преобразователь ЦАП.

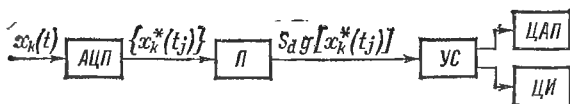


Рис. 10.5. Схема средства измерений значений функций распределения вероятности уровня электрических сигналов

Наличие ЦАП обеспечивает возможность использования стандартных графопостроителей (см. гл. 5) для вычерчивания гистограмм. С помощью УС к данному прибору могут подключаться регистрирующие приборы (цифровые печатающие устройства) (см. гл. 6).

Следует отметить, что функциональные возможности прибора не ограничены измерением значений $F[x]$ и $\omega[x]$. С его помощью можно также измерять действующее значение входного сигнала и определять уровни с заданной вероятностью превышения их мгновенными значениями. Знание таких уровней требуется, например, при исследовании влияния шума на производительность труда.

10.4. Измерение значений корреляционной функции

Корреляционная функция, определяемая как математическое ожидание произведений сдвинутых во времени и в пространстве реализаций мгновенных значений случайного процесса, характеризует такое важное динамическое свойство процесса, как степень линейной связи этих значений. Корреляционный анализ играет большую роль в практике статистических измерений и широко применяется.

Для случайного процесса с нулевым математическим ожиданием корреляционная функция определяется как предел выборочного среднего следующего вида:

$$R_x(s, \tau) = \lim_{d \rightarrow \infty} S_d[x_i(t) x_{i-s}(t - \tau)],$$

где τ и s — соответственно сдвиг во времени и в пространстве реализаций перемножаемых мгновенных значений.

В практических задачах большую роль играют стационарные случайные процессы, т. е. процессы с постоянными вероятностными характеристиками (не зависящими от текущего времени). Среди случайных процессов можно выделить эргодические процессы.

Для эргодических процессов

$$R_x(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t) x(t - \tau) dt.$$

Большое значение корреляционного анализа в различных областях науки и техники привело к созданию множества измерительных приборов для измерения корреляционных функций — коррелометров.

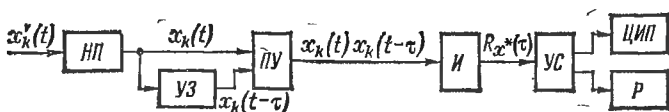


Рис. 10.6. Структурная схема коррелометра

Типовая структура коррелометра, в котором используется усреднение по времени, представлена на рис. 10.6. При этом реализуется следующий алгоритм:

$$R_x^*(\tau) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t x_k(t) x_k(t - \tau) dt.$$

Особенности функционирования коррелометра очевидны. После нормирующего преобразователя НП сигнал поступает в устройство временной задержки УЗ и на перемножающее устройство ПУ, осуществляющее перемножение мгновенных значений, сдвинутых во времени на интервал τ . Далее с помощью интегратора И выполняется усреднение, после которого результирующий сигнал через УС подается на цифровой прибор ЦИП или регистрирующий прибор Р.

Среднеквадратические погрешности, обусловленные конечностью объема выборочных данных о мгновенных значениях реализаций процесса $X(t)$, оцениваются с помощью соотношений [6]:

$$\sigma_{R^*} = \left[D[X^2(t)] \frac{\tau_k}{T} \right]^{1/2}$$

— при усреднении по времени T и

$$\sigma_{R^*} = \left[\frac{D[X^2(t)]}{N} \right]^{1/2}$$

— при усреднении по совокупности N .

В настоящее время отечественной промышленностью серийно выпускается ряд анализаторов случайных процессов. К ним относятся многофункциональный статистический преобразователь Ф790, коррелометр Ф7016, комплекс измерителей характеристик случайных сигналов Х6-4/а, многофункциональные измерители вероятностных характеристик Ф36 и Ф37, анализаторы спектра Ф4326, Ф4327, Ф7058 и др. С помощью этих приборов и устройств можно измерять значения математического ожидания и дисперсии, а также значения функций распределения вероятности, корреляционных и спектральных функций с последующим восстановлением вида самих функций. Перечисленные анализаторы рассчитаны в основном на унифицированный входной сигнал и позволяют измерять от 256 до 4096 ординат анализируемой функции. Погрешность измерения не превышает $\pm 5\%$.

Кроме того, для определения вероятностных характеристик случайных сигналов могут использоваться электроизмерительные приборы, предназначенные для измерения среднего и действующего значений сигнала. Для определения среднего значения применяют магнитоэлектрические приборы и цифровые интегрирующие приборы. Для определения среднеквадратического отклонения используют приборы, показания которых определяются действующим значением сигнала (термоэлектрические, электростатические и др.).

Корреляционные устройства получили применение в различных областях науки и техники для измерения различных величин. В качестве примера можно указать корреляционное устройство для измерения скорости проката. Эти устройства измеряют корреляционную функцию, зависящую от τ , которое, в свою очередь, зависит от скорости проката.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Аналоговые приборы / Ф. С. Дмитриев, Е. А. Киселева, Г. П. Лебедев и др.; Под ред. А. А. Преображенского. — М.: Высшая школа, 1979.
2. Измерения неэлектрических величин / А. М. Турчин, П. В. Новицкий, Е. С. Левшина и др.; Под ред. П. В. Новицкого. — Л.: Энергия, 1975.
3. Орнатский П. П. Теоретические основы информационно-измерительной техники. — Киев: Вища школа, 1976.
4. Основы электроизмерительной техники / М. И. Левин, В. Т. Прытков, Р. М. Демидова и др.; Под ред. М. И. Левина. — М.: Энергия, 1972.
5. Справочник по электроизмерительным приборам / Под ред. К. К. Илюнина, — 2-е изд., перераб. и доп. — Л.: Энергия, 1977.
6. Цветков Э. И. Основы теории статистических измерений. — Л.: Энергия, 1979.
7. Шляндин В. М. Цифровые измерительные преобразователи и приборы. — М.: Высшая школа, 1973.
8. Электрические измерения / К. П. Дьяченко, Д. И. Зорин, П. В. Новицкий и др.; Под ред. Е. Г. Шрамкова. — М.: Высшая школа, 1972.

- Амперметр выпрямительный 106
 - магнитоэлектрический 91
 - термоэлектрический 109
 - ферродинамический 100
 - электродинамический 98
 - электромагнитный 97
- Анализ кривых переменного тока 148
- Анализатор гармоник 149
 - случайных процессов 384
 - состава газовой смеси 351
 - спектра 150, 384
- Вариация показаний 171
- Ваттметр ферродинамический 118
 - электродинамический 118
- Веберметр магнитоэлектрический 271
 - фотогальванометрический 272
- Величина физическая 11
- Вероятность доверительная 45
- Вольтметр (амплитудный) электронный 114
 - — цифровой 248, 256
- Вольтметр время-импульсный цифровой 245
 - выпрямительный 106
 - диодный компенсационный 116
 - интегрирующий цифровой 26, 2449
 - кодо-импульсный цифровой 254
 - магнитоэлектрический 91
 - переменного тока цифровой 256
 - термоэлектрический 109
 - ферродинамический 100
 - электродинамический 98
 - электромагнитный 97
 - электронный 111
 - электростатический 74, 101
- Время успокоения 17, 156
 - установления выходного сигнала 18
- Газоанализатор 351
- Гальванометр 93, 102, 152
 - баллистический 95, 156
 - вибрационный 102
 - осциллографический 164
- Графопостроитель 218
- Датчик 14
- Декада потенциометра 207
- Делитель напряжения 79
 - — параллельный дискретный 242
- Дешифратор 239
- Диагональ моста 190
- Дискретизация измеряемой величины 219
- Дисперсиометр 383
- Дисперсия 43, 380
 - результирующей погрешности 51
 - среднего арифметического 46
- Единицы физических величин 11
- Зажим генераторный 120
- Закон распределения нормальный 42
 - — погрешности 42
 - — равноточный 42
 - — Стьюдента 47
- Запись показаний 158
- Запоминающие устройства 263
- Звено структурной схемы средства измерений 22
- Знаковый индикатор 237
 - — сегментный 237
 - — газоразрядный 238
- Значение измеряемой величины действительное 40
 - — — истинное 39
- Измерение величин магнитных 265
 - — геометрических 345
 - — механических 348
 - добротности катушек 201, 204
 - емкости конденсаторов 198, 204
 - индуктивности катушек 201, 204
 - количества электричества 95
 - концентрации среды жидкой 349
 - — — газообразной 351
 - магнитного потока 266
 - магнитной индукции 266
 - мощности тока переменного 118
 - — — постоянного 118
 - напряженности магнитного поля 266
 - переменных напряжений 97, 103, 182, 209

- Измерение переменных токов 97, 103
- постоянных напряжений 91, 205, 214, 245, 246, 249, 253
- — токов 91
- сопротивлений 142, 186, 195, 206, 213, 257
- угла потерь конденсаторов 198, 204
- — сдвига фаз 135, 139, 183, 209, 243
- частоты 137, 139, 183, 203, 245, 249
- энергии тока переменного 121
- — — постоянного 95
- Измеритель нелинейных искажений 150
- Инерционность тепловая термопреобразователей 316, 329
- Интервал доверительный 45
- Интерфейс 353, 355
- Исключение систематических погрешностей 41
- Испытания магнитных материалов 283
- Камера ионизационная 325
- Канал связи 15, 369
- Катушка индуктивности 35
- — взаимной 35
- сопротивления 33
- Квант 219
- Квантование во времени 219
- по уровню 219
- Квантованная величина 219
- Класс точности средств измерений 19
- Ключ 238
- Код 218
- Коммутатор 359
- Комплекс измерительно-вычислительный 354
- Коррелометр 382, 384
- Корреляционная функция 382
- Коэффициент трансформации действительный 81, 91
- — номинальный 81, 91
- успокоения 152
- Кривая намагничивания начальная 278
- — основная 278
- Лазеры 347
- Логометр магнитоэлектрический 64
- электродинамический 70
- электромагнитный 67
- Магазин емкостей 35
- индуктивностей 35
- сопротивлений 35
- Магнитограф 159
- Математическое ожидание 43
- — результирующей $\frac{1}{n}$ погрешности 51
- Мера 12, 32, 266
- Метод дифференциальный 38, 189
- замещения 38
- наименьших квадратов 49
- непосредственной оценки 37
- нулевой 28
- последовательного счета 224
- совпадения 39, 189
- сравнения 37, 189
- — и вычитания 224
- — одновременного 189
- — разновременного 190
- считывания 225
- Методы уменьшения погрешностей 28
- Механизм измерительный 57
- — астатический 65
- — индукционный 74
- — магнитоэлектрический 61
- — ферродинамический 71
- — электродинамический 68
- — электромагнитный 65
- — электростатический 73
- Микропроцессор 264
- Микросхемы интегральные 233, 264
- Момент вращающий 57
- противодействующий 57
- успокоения 58
- тормозной 124
- Мост автоматический 213
- двойной 196
- для измерения добротности катушки 201
- — емкости конденсатора 198
- — индуктивности катушки 201
- — тангенса угла потерь конденсатора 198
- — частоты 203
- одинарный 195
- для определения характеристик магнитных материалов 297
- трансформаторный 204

Мост универсальный 204

— цифровой 257

Надежность средств измерений 22

Нормирование пределов допускаемых
погрешностей 18

Нормирующее значение 19

Нуль-индикатор 13

— электронный 13, 191

Обработка результатов наблюдений *при*
измерениях косвенных 48

— — — — прямых 46

— — — — совместных 49

Омметр 142

— цифровой 257

— электронный 147

Определение динамических характери-
стик магнитных материалов 292

— статических характеристик магнит-
ных материалов 286

Пермеаметр 284

Перфокарта 263

Перфолента 263

Перфоратор 263

Петля гистерезиса 278

Пирометр излучения 341

— оптический 341, 343

— радиационный 342, 343

— фотоэлектрический 344

— цветовой 342, 345

Погрешность аппроксимации 220

— ваттметра угловая 119

— дискретности 220, 227

— измерения абсолютная 16, 40

— — динамическая 17, 54

— — остаточная 44

— — относительная 40

— — результата 46

— — систематическая 40

— — случайная 41

— квантования 220

— меры абсолютная 16

— преобразователя абсолютная 16

— средства измерений 16

— — динамическая 16, 54

— — мультипликативная 17

— — основная 17

Погрешность средства измерения при-
веденная 19

— — — систематическая 16

— — — случайная 17

— — — статическая 16

Полоса частот рабочая осциллографи-
ческого гальванометра 168

Помехоустойчивость цифрового прибо-
ра 232

Поправка прибора 29, 41

Порог чувствительности прибора 21

— — счетчика электрической энергии
125

Постоянная ваттметра 121

— веберметра 271

— времени измерительной катушки 34

— гальванометра 94

— — баллистическая 95

— прибора 21

Потенциалометр магнитный 268

Потенциометр автоматический 214

— двухкоординатный 218

— полярно-координатный 217

— прямоугольно-координатный 217

— тока переменного 209

— — постоянного 205

Потери *на* перемагничивание 279, 280,
297, 298, 299, 302

— — удельные 280, 297

Преобразователь аналого-цифровой 219

— гальванический 332

— емкостный 322

— измерительный 14

— — генераторный 327

— — дифференциальный 305

— — масштабный 79

— — параметрический 310

— индуктивный 319

— индукционный 330

— ионизационный 324

— магнитоизмерительный 266

— магнитоэлектрический 266

— — квантовый 276

— — ферромодуляционный 274

Преобразователь магнитоэлектрический
Холла 273

— — ядро-резонансный 276

— переменного тока в постоянный 103

Преобразователь пьезоэлектрический 331

— реостатный 310

— тензочувствительный 312

— термочувствительный 314

— термоэлектрический 104, 108, 327

— цифро-аналоговый 219, 242

— электролитический 318

— унифицирующий 357

Прибор аналоговый 12, 56

— АСК 77

— — выпрямительный 104

— для измерения давления 326, 332, 348

— — концентрации компонентов газовой смеси 351

— — концентрации растворов 349

— — перемещений линейных 252, 259, 345

— — — угловых 252, 259

— магнитоэлектрический 63

— печатающий 158, 260

— самопишущий 158, 213

— термоэлектрический 108

— электродинамический 69

— электромагнитный 67, 97

— электростатический 74, 101

— ферродинамический 72, 100

— цифровой 242, 253, 259

— — следящий 225

— — циклический 225

— — для измерения интервалов времени 242

— — — перемещений 252, 259

— — — поразрядного уравнивания 225, 253

— — — последовательного счета 225, 242

— — — считывания 225, 259

Провод удлинительный для термопары 329

Промахи 40

Развертка временная в электронно-лучевом осциллографе ждущая 177

— — — — круговая 177

— — — — линейная 174, 176

Разделение потерь на перемагничивание 300

Размагничивание образца 288

Размагничивающее поле 279, 285

Разрешающая способность цифровых приборов 231

Расходомер индукционный 349

Резистор добавочный 79

Самоход счетчика электрической энергии 126

Сигнал унифицированный 356

Система единиц международная 11

Системная совместимость средств измерений 353

Система автоматического контроля 15, 367

— измерительная 15, 364

— — информационная 15, 352

— телеизмерительная 16, 369

Случайный процесс 374

— — стационарный 376

— — эргодический 376

Сопrotивление критическое 94, 155

Средство электрических измерений 12

Счетчик газоразрядный 327

— импульсов 234

— электрической энергии индукционный 121

— — — электронный 127

Суммирование погрешностей 50

— — арифметическое 53

— — геометрическое 53

— — систематических 51

— — случайных 51

Схема структурная средств измерений 22

— — — — прямого преобразования 22

— — — — компенсационного преобразования 24

Тензорезистор 312

Термистор 316

Термоанемометр 309, 318

Термометр кварцевый 339

— сопротивления 336

Термометр термоэлектрический 337

Термопара 327

Термопреобразователь 108, 327

Токовые весы 31
Точность средств измерений 16, 40
Трансформатор измерительный тока переменного 80
— — — постоянного 88
Триггер 233

Угол потерь 280
Указатель 59
Условие равновесия моста 190
Усилитель гальванометрический 110, 216
Успокоитель 60
Усреднение по времени случайного процесса 376
— совокупности реализаций случайного процесса 375
Уставка 361
Установка электроизмерительная 12, 15
Устройство (схема) пересчетное 234
— печатающее 260
— сравнивающее 241

Фазометр цифровой 243
— электродинамический 135
— электронный 140
Фарадметр 147
Феррометр 293
Фигуры Лиссажу 183
Функция преобразования 22

Характеристики аналого-цифровых преобразователей 263
— магнитных материалов 278

Характеристика случайного процесса вероятностные 375
— случайной погрешности вероятностные 42
— средств измерений динамические 17
— — — метрологические 16
— цифровых приборов 263

Цепь измерительная 57

Частотомер вибрационный 137
— цифровой 245, 249
— электродинамический 137
— электромагнитный 138
— электронный 137

Число передаточное счетчика электрической энергии 125

Чувствительность баллистического гальванометра 157

— моста 194
— — относительная 194
— мостовой схемы 192
— электроизмерительного прибора 21

Шаг квантования 219

Шкала прибора 59

Шунт 79

Экранирование магнитное 66

— электростатическое 74

Электрод термпары 328

Элемент логический 239

— нормальный 32

Эталон единицы измерения 30

Эффект Джозефсона 32

Предисловие	3
Введение (А. В. Фремке)	5
Глава первая. Общие сведения об электрических измерениях (§ 1.1, 1.2, 1.4, 1.5 — А. В. Фремке, § 1.3 — Е. М. Душин, А. В. Фремке)	
1.1. Определения и классификация средств измерений	11
1.2. Характеристики средств измерений	16
1.3. Структурные схемы средств измерений	22
1.4. Эталоны, образцовые и рабочие меры	30
1.5. Классификация измерений	36
Глава вторая. Погрешности измерений и обработка результатов измерений (А. В. Фремке)	
2.1. Основные понятия	39
2.2. Вероятностные оценки ряда наблюдений	42
2.3. Вероятностные оценки погрешности результата измерений на основании ряда наблюдений	44
2.4. Суммирование погрешностей	50
2.5. Динамическая погрешность	54
Глава третья. Измерения электрических величин аналоговыми приборами (§ 3.1, 3.2, 3.4, 3.5 и 3.8 — А. А. Преображенский; § 3.3 — Н. С. Добровольский и А. А. Преображенский; § 3.6 — Е. А. Старосельцева; § 3.7 — Н. С. Добровольский и Е. А. Старосельцева; § 3.9—3.10 — А. В. Фремке)	
3.1. Общие сведения	56
3.2. Принцип действия, основы теории и применения измерительных механизмов	61
3.3. Масштабные измерительные преобразователи	79
3.4. Измерение постоянных токов, напряжений и количества электричества	91
3.5. Измерение переменных токов и напряжений электромеханическими приборами без преобразователей рода тока	97
3.6. Измерение переменных токов и напряжений магнитоэлектрическими приборами с преобразователями рода тока	103
3.7. Измерение мощности, энергии, угла сдвига фаз и частоты	118
3.8. Измерение параметров электрических цепей	142
3.9. Анализ кривых переменного тока	148
3.10. Переходные процессы в электромеханических приборах	151
Глава четвертая. Измерения и регистрация изменяющихся во времени электрических величин (§ 4.1—4.3 — А. В. Фремке; § 4.4—4.5 — Л. И. Байда, Е. А. Старосельцева)	
4.1. Общие сведения	158
4.2. Самопишущие приборы прямого действия	160
4.3. Светолучевые осциллографы	162
4.4. Электроннолучевые осциллографы	171
4.5. Применение электроннолучевых осциллографов	181
Глава пятая. Измерения электрических величин методами сравнения с мерой (Ш. Ю. Исмаилов)	
5.1. Общие сведения	189

5.2. Общая теория мостовых схем	190
5.3. Мосты для измерения сопротивления на постоянном токе . . .	195
5.4. Мосты переменного тока для измерения емкости и угла потерь конденсаторов, индуктивности и добротности катушек и частоты	198
5.5. Потенциометры (компенсаторы) постоянного тока для измерения э. д. с., напряжений, токов и сопротивлений	205
5.6. Потенциометры переменного тока для измерения комплексных значений э. д. с., напряжений и сопротивлений	209
5.7. Автоматические мосты и потенциометры	213

Глава шестая. Измерения физических величин цифровыми приборами (Е. М. Душин)

6.1. Общие сведения	218
6.2. Основные характеристики цифровых приборов	226
6.3. Узлы цифровых приборов	233
6.4. Цифровые приборы последовательного счета	242
6.5. Цифровые приборы поразрядного уравнивания (кодо-импульсные)	253
6.6. Цифровые приборы считывания	259
6.7. Печатающие и запоминающие устройства	260
6.8. Характеристики современных цифровых приборов и аналого-цифровых преобразователей	263

Глава седьмая. Измерения магнитных величин (Д. Н. Мокиенко)

7.1. Общие сведения	265
7.2. Принципы построения приборов и способы измерения магнитного потока, магнитной индукции и напряженности магнитного поля	266
7.3. Основные сведения о магнитных материалах и их характеристиках	278
7.4. Аппаратура и образцы для испытаний магнитных материалов	283
7.5. Определение статических характеристик магнитных материалов	286
7.6. Определение динамических характеристик магнитных материалов	292
7.7. Некоторые сведения об определении характеристик магнитных материалов на повышенных и высоких частотах и в режиме импульсного намагничивания	301

Глава восьмая. Измерения неэлектрических величин (§ 8.1—8.3 — Е. М. Душин; § 8.4—8.6 — Е. М. Душин и Е. А. Старосельцева)

8.1. Общие сведения	303
8.2. Параметрические измерительные преобразователи	310
8.3. Генераторные измерительные преобразователи	327
8.4. Измерение температуры	335
8.5. Измерение геометрических и механических величин	345
8.6. Измерение концентрации жидкой и газообразной среды	349

Глава девятая. Измерения и контроль физических величин измерительными информационными системами (А. В. Фремке)

9.1. Общие сведения	352
9.2. Основные блоки измерительных информационных систем . . .	357
9.3. Измерительные системы	364
9.4. Системы автоматического контроля	367
9.5. Телеизмерительные системы	369

Глава десятая. Основы измерений вероятностных характеристик случайных процессов (Э. И. Цветков)

10.1 Общие сведения	374
10.2. Измерение математического ожидания и дисперсии случайного процесса	379
10.3 Измерение значений функций распределения вероятности.	381
10.4. Измерение значений корреляционной функции	382
Список литературы	384
Предметный указатель	385

Леонид Ильич Байда

Николай Степанович Добротворский

Евгений Михайлович Душин

Шамсаддин Юсиф Оглы Исмаилов

Доброслава Николаевна Мокиенко

Алексей Алексеевич Преображенский

Елена Александровна Старосельцева

Андрей Владимирович Фремке

Эрик Иванович Цветков

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

Редактор В. Н. Миханкова

Художественный редактор Д. Р. Стеванович

Технический редактор Е. А. Полякова

Корректор В. В. Румянцев

Переплет художника Н. И. Абрамова

ИБ № 1875

Сдано в набор 18.02.80. Подписано в печать 12.06.80. М-32815. Формат 60×90¹/₁₆. Бумага типографская № 2. Гарнитура литературная. Печать высокая. Усл. печ. л. 24,5 Уч.-изд. л. 27,38. Тираж 90 000 экз. Заказ 1058. Цена 1 р. 10 к.

Ленинградское отделение издательства «Энергия». 191041.

Ленинград, Д-41, Марсово поле, 1.

Ордена Октябрьской Революции, ордена Трудового Красного Знамени Ленинградское производственно-техническое объединение «Печатный Двор» имени А. М. Горького Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. 197136, Ленинград, П-136, Чкаловский пр., 15.